

# DUBUS



## TECHNIK III

Private Communications  
for VHF-Amateurs from VHF-Amateurs



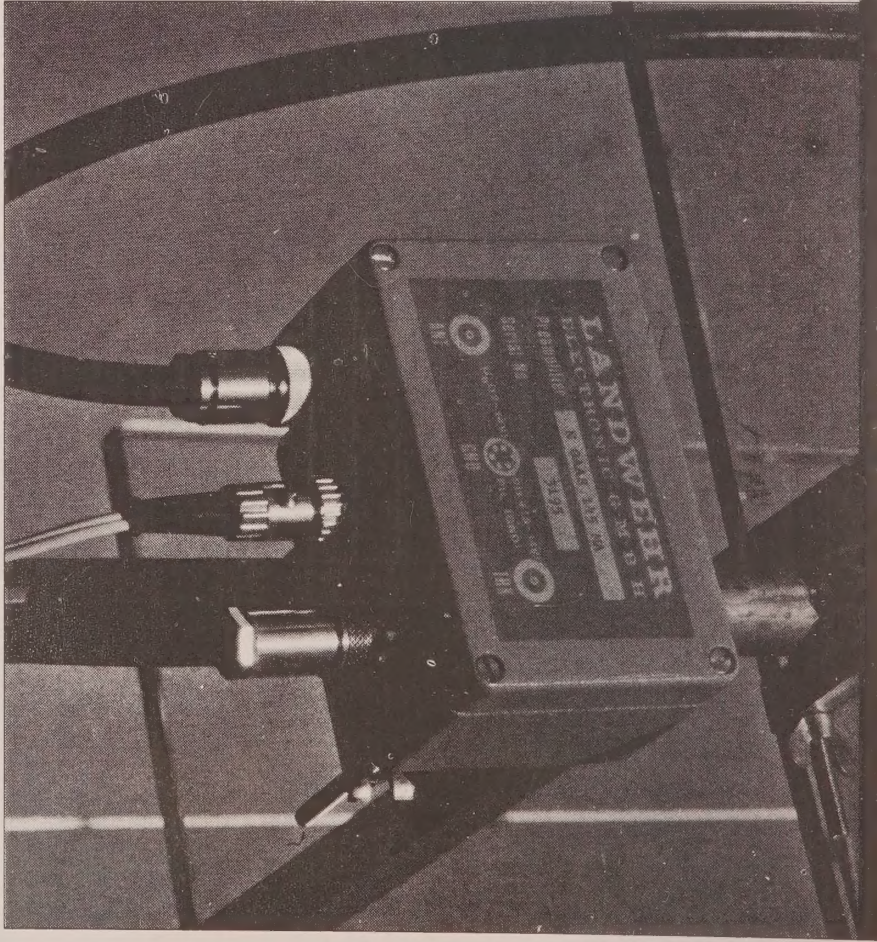
**Wollen Sie einmal Signale hören, die Ihnen bisher entgangen sind?**

**Mit einem  
LANDWEHR Mastvorverstärker  
können Sie das!**

| N GaAs                                                            | 145 MA                   | 145 MAS                  | 435 MA                   |
|-------------------------------------------------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| Frequenzbereich (MHz)                                             | 144–146                  | 144–146                  | 430–440                  |
| Rauschmaß NF<br>typisch                                           | <0,8 dB<br>0,6 dB        | <0,5 dB<br>0,35 dB       | <1,1 dB<br>0,9 dB        |
| Verstärkung G                                                     | 17–20 dB                 | 17–20 dB                 | 16–19 dB                 |
| Durchgangsdämpfung IL                                             | <0,15 dB                 | <0,15 dB                 | <0,25 dB                 |
| Schaltbare Leistung<br>PEP bei VOX-Betrieb<br>PEP bei PTT-Betrieb | 150 W max.<br>750 W max. | 150 W max.<br>750 W max. | 150 W max.<br>350 W max. |
| Großsignalverhalten IP 3<br>bezogen auf den Eingang!              | –3 dBm                   | –3 dBm                   | –3 dBm                   |
| Stabilitätsfaktor K                                               | >5                       | >5                       | >2                       |

- Der LANDWEHR-VERSTÄRKER wird nie schwingen – selbst bei völlig falscher Anpassung!
- LANDWEHR-VORVERSTÄRKER sind unerreicht in ihren Eigenschaften und der kommerziellen Qualität!

**LANDWEHR  
ELECTRONIC · G · M · B · H**



**Händlerliste auf Anfrage!**

**Stettiner Str. 3, 2000 Norderstedt**

Spezialist für Entwicklung und Fertigung im kommerziellen HF-Bereich.  
Vertrieb in den USA: Henry Radio, Los Angeles.



# **DUBUS**

# **TECHNIK III**

**Ausgewählte Artikel aus dem DUBUS Magazin**

**A collection of selected articles from DUBUS Magazine**

*Edited by*

***Rainer Bertelsmeier, DJ9BV***

***Joachim Kraft, DL8HCZ***

**© 1992 by DUBUS Verlag, Hamburg, Postfach 500368**

**Alle Rechte vorbehalten. All Rights Reserved**

Preamps & Receivers

211

---

General

|                                                      |     |
|------------------------------------------------------|-----|
| Low Cost High Performance Mixer to 2500GHz by OE9PMJ | 211 |
| Sidebandnoise in Amateur Stations by DL7QY           | 213 |
| Sidebandnoise in Amateur Stations by DL7QY           | 221 |

432MHz

|                                                                               |     |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Low Noise GaAs-FET Preamps for EME: Constr. and Measurement Problems by DJ9BV | 224 |
| Two-Stage Preamp for 432EME by DL9KR                                          | 242 |
| High Performance 432MHz Preamp by F1EHN                                       | 245 |

1296MHz

|                                             |     |
|---------------------------------------------|-----|
| Low Noise No Tune Preamp for 23cm by FD1FLN | 249 |
| Low Noise Preamp for 1.3GHz by DJ9BV        | 255 |

5.7GHZ

|                             |     |
|-----------------------------|-----|
| 5.7GHz Amplifiers by JE1AAH | 269 |
|-----------------------------|-----|

10GHZ

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| 10GHz Amplifiers by JE1AAH | 276 |
|----------------------------|-----|

Transmitters & Transverters

282

---

50MHz

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| 50MHZ Transverter by DF9CY | 282 |
|----------------------------|-----|

3.4GHz

|                                 |     |
|---------------------------------|-----|
| Transverter for 3.4GHz by DB6NT | 291 |
|---------------------------------|-----|

5.7Ghz

|                                 |     |
|---------------------------------|-----|
| Transverter for 5.7GHz by DB6NT | 304 |
|---------------------------------|-----|

10GHz

|                                              |     |
|----------------------------------------------|-----|
| 10GHz T/R-Module by JE1AAH                   | 317 |
| Simple 10GHz Transverter by DB6NT            | 324 |
| Modifications for 10GHz Transverter by DB6NT | 337 |

24GHz

|                                                             |     |
|-------------------------------------------------------------|-----|
| Transistorized 24GHZ Transverter by DB6NT                   | 343 |
| Erfahrungsbericht zum 24GHz Transverter nach DB6NT by DC0DA | 352 |
| SSB-Millimeterwellen-Baugruppen 24 und 47GHz by HB9MIN      | 360 |
| 24GHz Transverter with HEMTs by JE1AAH                      | 367 |
| 24GHz Transverter with HEMTs by JE1AAH                      | 379 |



# Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME

Rainer Bertelsmeier

DJ9BV

Gluecksburger Str. 20  
2 Hamburg 50

Copyright © 1987 by R. Bertelsmeier

## 1. Antenna-Simulation

After having created own software for simulation of single and stacked yagi antennas, which was based on the simple Lawson model [8], by a lucky accident professional software (NEC-II from LLL [6]) was made available. This software has been designed for simulation of complex antenna structures. When simulating yagi structure NEC-II calculates the radiation pattern, power or directive gain, efficiency dependent on the conductivity of the material, input impedance of the feed structures and if needed the interaction of the antenna structure with an imperfect conducting ground plane.

The applied method of moments for the numerical solution of the integral equations seems to achieve the following accuracy of the simulated radiation pattern:

Gain:  $\pm 0,2\text{dB}$

Sidelobes:

$\pm 0,5\text{dB}$  up to  $-20\text{ dB}$ .

$\pm 1,0\text{dB}$  from  $-20$  to  $-25\text{ dB}$ .

$\pm 2,0\text{dB}$  from  $-25$  to  $-30\text{ dB}$ .

Undetermined accuray  $< -30\text{ dB}$ .

By these characteristic numbers it seems to be an adequate tool for simulating yagi antennas. The validation of the software was done by comparing the simulated pattern with measurement data supplied by G. Hoch, DL6WU, who has done quite a lot of measurements and experimentation with yagi antennas during the past 20 years.

The NEC-II software originally had been written in FORTRAN-IV for a CDC 7600 computer. It has been adapted to FORTRAN77 on a SUN 3/160 workstation running under the UNIX operating system. An interface to a plot utility has been added. The floating point performance of this workstation is comparable to a VAX-780 computer. The modified version of NEC-II allows structures with up to 1000 segments, which is sufficient for roughly 100 yagi elements. Memory requirements amount to 8 MBytes of memory for nonsymmetrical interaction matrices. CPU-time for a full simulation (1000 segments) is about 150 minutes. A single yagi with 30 elements can be simulated in 12 minutes. Because of the heavy demand on speed and memory of the used computer the main application of NEC-II is the verification of a given yagi design rather than optimisation.

## 2. Noise temperature of antenna systems

The effective noise temperature of antennas which "see" different radiation sources with their pattern is a very important property, because it limits the achievable system temperature of the complete receiving system. This property can be measured by indirect methods only. Noise temperature is dependent on the radiation pickup of the main lobe in comparison to the pickup by

the sidelobes. For finite conductivity of the elements the resulting skin losses will result in additional thermal noise.

Application of simulation software not only allows the calculation of the total noise temperature caused by the different effects but also the relative judgement of these effects. For the case of yagi arrays even the interaction of the antennas will be covered.

The derived measure of G/T-ratio is a very suitable quality feature to compare different yagi constructions and different stacking schemes for their value for EME-applications. Especially the latter criterion has been subject of many, but mostly wrong, speculations of amateurs in the EME-community.

### 3. Definition of antenna noise temperature

The definition of the "internal" noise temperature is ([1]):

$$T_A^* = \frac{\iint T(\theta, \phi) P(\theta, \phi) d\Omega}{\iint P(\theta, \phi) d\Omega} \quad (1)$$

$T_A^*$  : "internal" noise temperature (the total amount of radiation received by the complete pattern of the antenna).

$T(\theta, \phi)$ : Temperature of radiation from the given angle

$P(\theta, \phi)$  : Power pattern

The internal losses (skin) add to the effective noise temperature:

$$T_A = \frac{(T_A^* + (L-1)T_0)}{L} \quad (2)$$

$T_A$  : Noise temperature of the antenna at input connector

$L$  : Loss of antenna ( $L \geq 1$ )

$T_0$  : Reference temperature (290 K)

### 4. Assumptions

The assumed elevation angle of the simulated yagi arrays is 30 degrees. That's a typical elevation angle for EME. For this angle the first stacking sidelobe lies in the forward zone. Diagrams are assumed to be symmetrical. All values for  $P(\theta, \phi)$  will be calculated by a NEC-II simulation. The step size for the integration is 3 degrees in  $\phi$  and  $\theta$  planes respectively. The definition of the coordinate system is given by Figure 1.

The integration is separately calculated for three different regions (Figure 2):

**Forward:** ( $\theta$ : 60..90 degrees;  $\phi$ : 0..90 degrees).

$$A_v = \int_{\phi=0}^{90} \int_{\theta=60}^{90} P(\theta, \phi) d\Omega$$

**Sidelobe:** ( $\theta$ : 0..60 degrees;  $\phi$ : 0..180 degrees).

$$A_z = \int_{\phi=0}^{180} \int_{\theta=0}^{60} P(\theta, \phi) d\Omega$$

**Backward:** ( $\theta$ : 60..90 degrees;  $\phi$ : 90..180 degrees).

$$A_r = \int_{\phi=90}^{180} \int_{\theta=60}^{90} P(\theta, \phi) d\Omega$$

DJ9BV : Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME



The total surface integral sums up to:

$A=A_v+A_z+A_r$

The temperature function  $T(\theta,\phi)$  will be assumed as two constant values:

Sky:  $T_{sky} = 15\text{ K}$

Earth:  $T_{earth} = 290\text{ K}$

The value of 290 K is valid for dry, non-reflective earth. For reflective earth the temperature yields  $T_{earth}=200\text{K}$  and for sea water even a value of 150 K can be possible.

With two constant values for  $T(\theta,\phi)$  the integral value can easily be factored:

$$T_A^* = \frac{A_v T_{sky}}{A} + \frac{A_z T_{sky}}{2A} + \frac{A_z T_{earth}}{2A} + \frac{A_r T_{earth}}{A}$$

So we arrive at:

$$T_A^* = T_v + T_z + T_r \tag{3}$$

with

"Forward temperature":  $T_v = \frac{A_v T_{sky}}{A}$

"Sidelobe temperature":  $T_z = \frac{A_z \cdot (T_{sky} + T_{earth})}{2A}$

"Backward temperature":  $T_r = \frac{A_r T_{earth}}{A}$

5. Simulation data

Table 1:

| Effective Noise Temperature of 432 MHz 4-Yagi-Arrays [H-Configuration] @ 30 deg. Elevation<br>(Calculated by DJ9BV) |          |       |               |               |       |             |                       |                       |                       |                       |                         |       |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|-------|---------------|---------------|-------|-------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------------|-------|
| Type                                                                                                                | Stacking |       | Length<br>[λ] | Gain<br>[dBi] |       | Loss<br>[K] | T <sub>z</sub><br>[K] | T <sub>r</sub><br>[K] | T <sub>v</sub><br>[K] | T <sub>A</sub><br>[K] | $\frac{G}{T_A}$<br>[dB] | Rem.  |
|                                                                                                                     | E [m]    | H [m] |               | single        | array |             |                       |                       |                       |                       |                         |       |
| KLM-16                                                                                                              | 1.64     | 1.58  | 5.2           | 16.3          | 22.4  | 1.5         | 22.7                  | 14.9                  | 12.0                  | 50.9                  | 5.3                     | *,9   |
| K2RIW-19                                                                                                            | 1.47     | 1.43  | 5.6           | 17.1          | 22.95 | 2.7         | 8.4                   | 5.0                   | 13.9                  | 29.7                  | 8.2                     | *     |
| K1FO-22                                                                                                             | 1.63     | 1.57  | 6.1           | 17.9          | 23.8  | 4.7         | 4.6                   | 2.7                   | 14.4                  | 25.8                  | 9.7                     | 1     |
| DL9KR-19                                                                                                            | 1.75     | 1.75  | 6.5           | 17.7          | 23.8  | 2.8         | 10.5                  | 3.2                   | 13.8                  | 30.0                  | 9.0                     | 9,#   |
| Tonna-21                                                                                                            | 1.48     | 1.32  | 6.7           | 17.9          | 23.25 | 4.9         | 8.2                   | 6.7                   | 13.5                  | 32.7                  | 8.1                     | 3,4   |
| Tonna-21                                                                                                            | 1.7      | 1.62  | 6.7           | 17.5          | 23.45 | 5.6         | 12.7                  | 13.4                  | 13.1                  | 43.9                  | 7.0                     | 2,*   |
| Tonna-21                                                                                                            | 1.7      | 1.62  | 6.7           | 17.9          | 23.85 | 4.9         | 8.1                   | 6.3                   | 13.9                  | 32.6                  | 8.7                     | 3,*   |
| Tonna-21                                                                                                            | 1.7      | 1.62  | 6.7           | 17.85         | 23.8  | 4.9         | 10.3                  | 3.9                   | 13.8                  | 32.3                  | 8.7                     | 3,5,# |
| Cush-424B                                                                                                           | 1.57     | 1.27  | 7.6           | 18.05         | 22.9  | 3.9         | 21.0                  | 6.2                   | 12.6                  | 43.1                  | 6.5                     | 4     |
| Cush-424B                                                                                                           | 1.68     | 1.52  | 7.6           | 18.05         | 23.3  | 3.9         | 23.0                  | 6.0                   | 12.4                  | 44.7                  | 6.8                     | 8     |
| Cush-424B                                                                                                           | 1.98     | 1.92  | 7.6           | 18.05         | 24.1  | 3.9         | 19.2                  | 5.5                   | 12.8                  | 40.8                  | 8.0                     | *,9   |
| OPT70-27                                                                                                            | 1.8      | 1.76  | 7.6           | 18.7          | 24.65 | 4.7         | 3.4                   | 2.4                   | 14.5                  | 24.6                  | 10.7                    | *,#   |
| DL9KR-22                                                                                                            | 1.75     | 1.75  | 7.7           | 18.4          | 24.3  | 2.9         | 9.3                   | 1.8                   | 14.0                  | 27.6                  | 9.9                     | 7,#   |
| DJ9BV-29                                                                                                            | 1.8      | 1.74  | 8.5           | 18.6          | 24.45 | 2.6         | 6.1                   | 2.2                   | 14.3                  | 25.0                  | 10.5                    | *,#   |
| DL6WU-30                                                                                                            | 1.90     | 1.85  | 8.8           | 19.0          | 24.85 | 2.7         | 6.2                   | 1.7                   | 14.3                  | 24.7                  | 10.9                    | 6,#   |
| K1FO-32                                                                                                             | 2.0      | 1.95  | 10.5          | 19.7          | 25.55 | 8.5         | 3.2                   | 5.0                   | 14.4                  | 30.2                  | 10.8                    | *     |
| OPT70-32                                                                                                            | 2.0      | 2.0   | 10.9          | 20.1          | 25.9  | 4.7         | 5.0                   | 2.8                   | 14.4                  | 26.5                  | 11.7                    | *     |

DJ9BV : Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME

Remarks:

- \* Optimal stacking according to DL6WU [3]:  $D_{opt} = \frac{\lambda}{2 \sin(\phi/2)}$   
 $\phi$  : 3 dB angle in stacking plane.
- # Antenna has multiple reflector (4-er or 8-er)
- 1. Stacking like K1FO (identical with optimal distance)
- 2. Tonna-21 with unbalanced feed (Recommended by manufacturer!)
- 3. Tonna-21 with balanced feed (1:1 Balun)!
- 4. Stacking for maximum G/T-ratio according to K1FO [6]
- 5. Modification by DK1PZ (4-er reflector) and optimal stacking
- 6. Stacking like DL6WU
- 7. Stacking like DL9KR
- 8. Stacking recommended by Cush-Craft
- 9. Stacking Gain > 6 dB indicates possibly suboptimal antenna

## 6. Evaluation of simulation data

If we look at the values of table 1 we come up with the following conclusions:

1. It seems that the main influence of earth noise pickup does not arise from the backlobe ( $T_r$ ) but from the sidelobe region ( $T_z$ ). May be that multiple reflectors are not worth the increased effort because a lower  $T_r$  is balanced by according higher values for  $T_z$ . A very suggestive example is the modification of the Tonna-21 antenna by a multiple reflector, which was proposed by some amateurs. The improvement, which is observable, is caused by the balun installed at the same time and **not** by the multiple reflector. From this example one can easily conclude an important rule: Never do two modifications at the same time or you will loose the causality!

In the above case a balun gives 0.4 dB more gain and 10 K less noise temperature but the effect of the multiple reflector is vanishing small.

To those who might think the Tonna-21 gain figures too high a second comment: The measured figure of ca. 15.2 dBD or 17.35 dBi is plausible. The slight discrepancy of 17.5 - 17.35 = 0.15 dB is probably caused by the construction technique of conductive boom-element mount and the out of band gain maximum at 429 MHz. The Tonna-21 is on the steep falling side of the gain-curve if it is used at 432 MHz above its design frequency. Already slight corrosion or even wet elements will cause a significant further drop in gain.

2. All yagi antennas, which have been designed according to DL6WU ([2],[3],[4]) exhibit very low values for skin losses. Computer based optimisation leads to higher losses. An example is the K1FO-32 with 8.5 K loss temperature.
3. Short yagi antennas have an apparantly higher value for  $T_A$  caused by higher side lobe level of these antennas. An exception is the K1FO-22 antenna, which promises low side lobe level.
4. Computer based designs (K1FO-\*\* or DJ9BV-OPT70-\*\*) show up with higher values for the calculated gain. The difference with DL6WU-Yagis is less than 0.6 dB with long antennas and less than 0.3 dB with shorter ones. I think that's an additional proof of the high standard set by Guenter Hoch, DL6WU, by his yagi design procedure.
5. Proposals about so called optimum G/T-stacking of yagis seem to be pure speculation. The simple formula for the optimum stacking distance based on the 3 dB angles of the single antenna published by G. Hoch, DL6WU, provides best results in any case!

Some examples (Figures 3-6) may serve as an illustration. In the example of the Cush-Craft 424B antenna (Figures 3,4), which has a very poor pattern with strong sidelobes, the table shows the recommended closer stacking (Figure 4) to be worse than the wider

DJ9BV : Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME



stacking based on DL6WU's equation. This type of a high side lobe level antenna has to be stacked **wider** (Figure 4a shows wide DL6WU-stacking superior) and **not** closer to achieve best performance. That's also plausible, because any overlap of the antenna pattern should be avoided. DL6WU's stacking equation automatically compensates for bad, high sidelobe patterns, because a high sidelobe level implies a smaller main lobe for a given gain, which in turn leads to wider stacking.

Clean pattern antennas like the DL6WU-type yagi DL9KR-22 (Figures 5,6) have a low sidelobe level and therefore a wider main lobe for the same gain. This kind of antenna can be stacked closer to achieve maximum gain and best G/T performance.

6. One should not overemphasize the importance of the calculated  $G/T_A$ -ratio. In practical systems one has to add the noise temperature of the receiving system including all baluns and cables (50 - 70 K) to get the overall system temperature. Because of the low value of noise temperature of well designed yagis (ca. 25 - 30 K) the difference in the  $G/T_{sys}$ -ratio will be less dramatic.

## 7. Remarks on the validity of simulations

All numbers are generated by model calculations and their validity is just as good as the validity of the underlying model. Any proof of accuracy can and should be made by experiments, i.e. measurements!

To combat possibly wrong beliefs about the value of computer simulations some words about the relevance of simulations:

The accuracy of a simulation is dependent on the simplifications made in the simulation model in comparison to exact theory. The used computer is irrelevant! For the concrete case of NEC-II simulation the required current distributions on the elements are computed by the method of moments, which is a first order approximation of the governing Pocklington-type integral equations. The accuracy of the calculated current distributions is about 1 %. The convergence properties of the method of moments is proportional to the granularity of the model structure, i.e. proportional to the number of segments used to model one element of the real antenna structure. Of course the granularity has a practical lower bound, because the CPU-time is proportional to the third power of the number of segments and the memory size to the second power respectively.

The resulting electrical field strength is calculated from the current distribution by an approximation based on the simplified "thin wire" model for the segments. This simplification has neglectable effects on the accuracy of the main lobe, but significant effects on the accuracy of the sidelobe calculation. Sidelobes, which are lower than -30 dB under the main lobe, can simply be viewed as artefacts. On the contrary the accuracy of NEC-II is two magnitudes better than the accuracy of simple simulations based on the Lawson model [8] for example.

Programs which have been derived from NEC-II like MININEC are probably worse in calculating accurate sidelobes because they use a very simple pulse function approximation to model the current distribution on the segments. Therefore a larger number of segments per real antenna element is required for comparable accuracy, but will be limited by the convergence properties of the algorithm. On the other side too short segments are not possible because of the "thin wire" model used for the pattern calculation. In this case NEC-II offers the option of an "extended thin wire" model which is able to cope with short, electrically "thick" segments. More important for the application of calculation of effective noise temperatures MININEC cannot calculate the internal losses of an antenna structure.

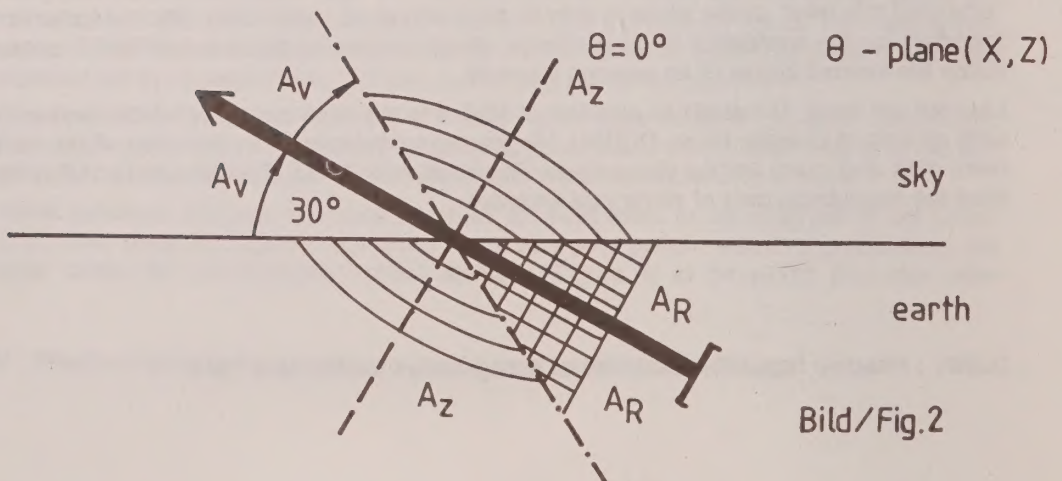
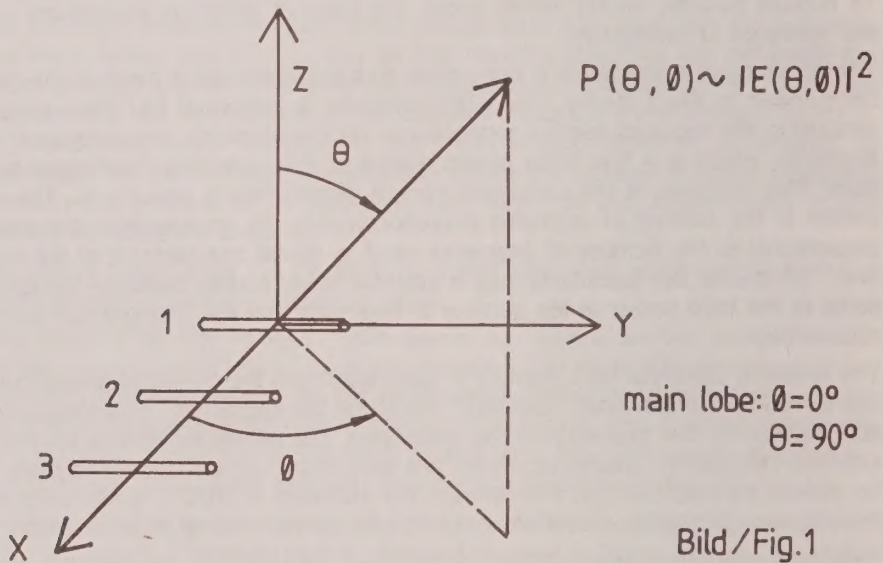
Last but not least: The qualified adaption of NEC-II to the case of yagi simulation was only possible by help of Guenter Hoch, DL6WU. He gave very kind support by providing all the measurement data and many helpful discussions. Thanks also to K1FO, DJ6MB and DL1LB, who supplied the mechanical data of some yagi antennas.

DJ9BV : Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME



## 8. References

- [1] E.C. Jordan, "Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, and Communications", Howard Sams, Indianapolis 1986, pp. 32-7
- [2] G. Hoch, "Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen", UKW-Berichte 17(1977), Heft 1, S.27-36
- [3] G. Hoch, "Mehr Gewinn mit Yagi-Antennen", UKW-Berichte 18(1978), Heft 1, S.2-9
- [4] G. Hoch, "Extrem lange Yagi-Antennen", UKW-Berichte 22(1982), Heft 1, S.3-11
- [5] S. Powlishen, "Stacking Yagis is a science", HAM RADIO 5(1985), pp.18-35
- [6] G.J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD 116, Vol. 1, 1981, San Diego, USA
- [7] A.J. Julian, J.C. Logan, J.W. Rockway, "MININEC: A Mini-Numerical Electrodynamics Code", NOSC TD 516, 1982, San Diego, USA, pp.21-31
- [8] J.L. Lawson, "Design of Yagi Antennas", HAM RADIO 1(1980), pp.20





## 1. Antennen-Simulation

Nach der Entwicklung von eigener Simulations-Software zur Simulation von Yagi's (YAGI) und Yagi-Gruppen (STOCK) wurden durch glückliche Umstände professionelle Programme (/6/:NEC-II von LLL) zur Simulation von komplexen Antennengebilden verfügbar. Diese Software gestattet u.a. auch die Modellierung von Yagi-Antennen. Berechnet werden können das Richtdiagramm, der Gewinn, die Eingangsimpedanz, der Wirkungsgrad unter Berücksichtigung der Leitfähigkeit des Materials, Erregerstrukturen mit symmetrischen Leitungen und die Beeinflussung durch Boden mit endlicher Leitfähigkeit.

Die verwendete Methode der Momente zur Lösung der Integralgleichungen scheint bei geeigneter Wahl der Modellstruktur folgende Genauigkeiten für das Diagramm zu erlauben:

Gewinn:

$\pm 0,2 \text{ dB}$

Nebenzipfel:

$\pm 0,5 \text{ dB}$  bis  $-20 \text{ dB}$ .

$\pm 1,0 \text{ dB}$  von  $-20$  bis  $-25 \text{ dB}$ .

$\pm 2,0 \text{ dB}$  von  $-25$  bis  $-30 \text{ dB}$ .

Undefiniert  $< -30 \text{ dB}$ .

Damit ist ein brauchbares Werkzeug zur Evaluation von Yagi-Antennen gegeben. Die Verifikation des Programms erfolgte durch Vergleich mit Meßdaten von Günter Hoch, DL6WU, der wohl die umfangreichste Sammlung von Diagrammen und Meßdaten von Amateur-Yagi-Antennen erarbeitet hat.

Die Software, die für einen Großrechner vom Typ CDC7600 entwickelt worden ist, wurde auf eine SUN-3/160 WorkStation (Leistung wie eine VAX-780) angepaßt. Sie erlaubt Modellstrukturen mit bis zu 1000 Segmenten, so daß auch komplexe Gebilde simuliert werden können. Der Speicherbedarf ist 8,1 MByte. Die CPU-Zeit für eine Simulation mit 1000 Segmenten (geeignet für vier 33-Element Yagi's) beträgt ca. 150 Minuten.

## 2. Rauschtemperatur von Antennen

Die Rauschtemperatur von Antennen ist eine für EME-Anwendungen besonders interessante Größe und kann normalerweise nur summarisch auf indirekte Weise gemessen werden. Die Rauschtemperatur wird bestimmt von der Rauschleistung, die über die Hauptkeule erfaßt wird, der über die Nebenzipfel aufgenommenen Streustrahlung und dem thermischen Rauschen der inneren Skin-Verluste. Daher ist die Anwendung von Simulationsprogrammen zur Bestimmung der effektiven Rauschtemperatur besonders geeignet, da sie nicht nur die Skin-Verluste berechnen sondern auch über Diagrammintegration die gesamte aufgenommene Strahlungsleistung ermitteln können. Für den Fall von Yagi-Gruppen wird auch die gegenseitige Beeinflussung der Einzelantennen berücksichtigt.

Das ermittelte Maß für die Güte (G/T-Verhältnis) erlaubt einen direkten Qualitätsvergleich zwischen verschiedenen Yagi-Konstruktionen und Stockungsabständen. Gerade diese Kriterien waren in der Vergangenheit unter Amateuren Anlaß zu mannigfachen Spekulationen.

## 3. Definition der Rauschtemperatur von Antennen

Für jede Antenne ist die innere Rauschtemperatur definiert (/1/):

$$T_A^* = \frac{\iint T(\theta, \phi) P(\theta, \phi) d\Omega}{\iint P(\theta, \phi) d\Omega} \quad (1)$$

$T_A^*$  : Innere Rauschtemperatur der Antenne (Entspricht der Gesamtrauschleistung aller über das Richtdiagramm empfangenen Rauschleistungen).

$T(\theta, \phi)$ : Rauschtemperatur des umgebenden Raums im Raumwinkel

DJ9BV : Effektive Rauschtemperatur von 432MHz-EME Yagi-Gruppen

$P(\theta, \phi)$  : Leistungs-Diagramm

Berücksichtigt man den Wirkungsgrad (Innere Verluste) der Antenne, folgt:

$$T_A = \frac{(T_A^* + (L-1)T_0)}{L} \quad (2)$$

$T_A$  : Rauschtemperatur der Antenne an der Anschlußbuchse

$L$  : Verlust der Antenne ( $L \geq 1$ )

$T_0$  : Bezugstemperatur (290 K)

#### 4. Voraussetzungen

Im Folgenden wird eine Elevation der Antenne von 30 Grad vorausgesetzt. Das ist ein für EME-Anwendungen typischer Elevationswinkel. Bei diesem Winkel liegt der erste Stockungs-Nebenzipfel noch in der Vorwärts-Zone. Weiterhin wird angenommen, daß das Diagramm symmetrisch ist. Alle Werte für  $G(\theta, \phi)$  sind durch eine NEC-II Simulation berechnet. Die Schrittweite bei der Integration beträgt jeweils 3 Grad in  $\phi$  und  $\theta$ . Für das Oberflächenintegral werden für eine Viertelkugel 1952 Stützwerte benutzt. Die Definition des Koordinatensystems zeigt Bild 1.

Die Integration wird getrennt für 3 Zonen ausgeführt (Bild 2):

**Vorwärts-Zone** ( $\theta$ : 60..90 Grad;  $\phi$  : 0..90 Grad).

$$A_v = \int_{\phi=0}^{90} \int_{\theta=60}^{90} P(\theta, \phi) d\Omega$$

**Zipfel-Zone** ( $\theta$ : 0..60 Grad;  $\phi$  : 0..180 Grad).

$$A_z = \int_{\phi=0}^{180} \int_{\theta=0}^{60} P(\theta, \phi) d\Omega$$

**Rückwärts-Zone** ( $\theta$ : 60..90 Grad;  $\phi$  : 90..180 Grad).

$$A_r = \int_{\phi=90}^{180} \int_{\theta=60}^{90} P(\theta, \phi) d\Omega$$

Das Gesamtintegral ist dann:

$$A = A_v + A_z + A_r$$

Die Funktion  $T(\theta, \phi)$  wird auf zwei Konstanten zurückgeführt:

Himmel:

$$T_{sky} = 15 \text{ K}$$

Erde:

$$T_{earth} = 290 \text{ K}$$

Der Wert von 290 K gilt für trockenen Erdboden, der nicht reflektiert. Für reflektierenden Boden (feuchter Erdboden) ist  $T_{earth} = 200 \text{ K}$  und für Meerwasser gilt ein Wert von ca. 150 K.

Mit der Zweiteilung von  $T(\theta, \phi)$  in zwei Sphären läßt sich das Integral für  $T_A^*$ , wie leicht aus Bild 2 zu ersehen, einfach faktorisieren:

$$T_A^* = \frac{A_v T_{sky}}{A} + \frac{A_z T_{sky}}{2A} + \frac{A_z T_{earth}}{2A} + \frac{A_r T_{earth}}{A}$$

Daß kann zusammengefaßt werden zu:

$$T_A^* = T_v + T_z + T_r \quad (3)$$

DJ9BV : Effektive Rauschtemperatur von 432MHz-EME Yagi-Gruppen



mit

$$\text{"Vorwärts-Temperatur": } T_v = \frac{A_v T_{sky}}{A}$$

$$\text{"Zipfel-Temperatur": } T_z = \frac{A_z \cdot (T_{sky} + T_{earth})}{2A}$$

$$\text{"Rückwärts-Temperatur": } T_r = \frac{A_r T_{earth}}{A}$$

## 5. Simulationsdaten

Siehe Table 1.

Bemerkungen (Remarks):

- \* Optimale Stockung nach DL6WU /3/:  $D_{opt} = \frac{\lambda}{2 \sin(\phi/2)}$   
 $\phi$  : 3 dB Öffnungswinkel in der Stockungsebene.
- # Antenne hat Vielfach-Reflektor (4-er or 8-er)
- 1. Gestockt wie bei K1FO (Entspricht optimaler Stockung nach \*)
- 2. Tonna-21 mit unsymmetrischer Speisung (Vom Hersteller empfohlen!)
- 3. Tonna-21 mit symmetrischer Speisung (1:1 Balun)!
- 4. Stockung für maximales G/T-Verhältnis nach K1FO /6/
- 5. Modifikation nach DK1PZ (4-er Reflektor) und optimale Stockung
- 6. Gestockt wie bei DL6WU
- 7. Gestockt wie bei DL9KR
- 8. Stockung empfohlen von Cush-Craft
- 9. Stockungsgewinn > 6 dB impliziert möglicherweise suboptimale Antenne

## 6. Bewertung der Simulationsdaten

Vergleicht man die Werte in der Tabelle 1, ergeben sich folgende Schlußfolgerungen:

1. Der Hauptanteil der Streustrahlung kommt durch die Zipfelzone und nicht von der Rückwärtszone. Deswegen scheinen Mehrfachreflektoren i.A. nicht viel zu bringen, da der Gewinn in der Rückwärtszone durch einen höheren Anteil der Zipfelzone erkaufte wird. Z.B. ist die beobachtete Verbesserung von Tonna-21 Gruppen nicht auf die installierten 4-fach Reflektoren zurückzuführen (Der Gewinn fällt sogar!), sondern auf die gleichzeitig implementierte symmetrische Speisung, die 0,4 dB mehr Gewinn und 10 K weniger Antennentemperatur erbringt.  
  
Deswegen als Anmerkung die goldene Experimentierregel: Niemals zwei Änderungen gleichzeitig durchführen, wenn man Ursache und Wirkung kennen will!  
  
Zum Gewinn der Tonna-21: Der gesicherte Mittelwert aller Messungen liegt bei 15.2 dBi oder 17.35 dBi. Damit ergibt sich zur Simulation von 17.5 dBi eine Diskrepanz von 0.15 dB. Wenn man das nicht vernachlässigen will, kann man zwei Eigenschaften dieser Antenne zur Erklärung heranziehen. Zum einen liegt das Gewinn-Maximum dieser Antenne unterhalb des Bandes bei 429 MHz. Bei einer Betriebsfrequenz von 432 MHz liegt der Gewinn schon auf dem steil abfallenden Ast der Gewinnkurve oberhalb der Designfrequenz. Dieser steile Abfall ist typisch für Hochgewinn-Yagis. Jede Störung der strukturellen Eigenschaften z.B. eine Verdickung der Elemente durch Wasser oder Eis oder eine Verlängerung durch schlechten Kontakt zwischen Element und Boom wegen Korrosion führt bei solch problematischen Konstruktionen unmittelbar zu drastischen Gewinnverlusten, wie auch Messungen an alten Antennen in Annaboda (1980) gezeigt haben.
2. Alle Yagi's, die nach DL6WU (/2/,/3/,/4/) gebaut wurden, haben niedrige Verluste. Rechnergestützte Optimierungen haben z.T. erheblich höhere Verluste. Ein besonders

DJ9BV : Effektive Rauschtemperatur von 432MHz-EME Yagi-Gruppen

eklatantes Beispiel ist die K1FO-32.

3. Kurze Antennen haben eine erhöhte Rauschtemperatur durch Nebenzipfel. Beispiele sind die Tonna-21, K2RIW-19 und die DL9KR-19. Eine Ausnahme bildet lediglich die K1FO-22.
4. Rechneroptimierte Designs (K1FO-\*\* oder DJ9BV-OPT70\*\*) bringen - jedenfalls in der Simulation - maximal 0,6 dB mehr Gewinn bei langen Antennen (10  $\lambda$ ) bzw. rund 0,3 dB mehr bei kurzen Antennen (6  $\lambda$ ) gegenüber gleich langen DL6WU-Antennen. Das bestätigt die hohe Qualität des DL6WU-Designs.
5. Sogenannte G/T-optimale Stockungsabstände (/5/) scheinen nicht das gewünschte Ergebnis zu bringen. Stockungsabstände nach der von DL6WU angegebenen Formel (/2/) bringen optimale Ergebnisse für den Gewinn und das G/T-Verhältnis. Selbst bei einer Antenne mit sehr schlechtem Diagramm (Cush-Craft 424B, Bild 3 und 4) ist die vom Hersteller empfohlene Stockung (Bild 4) wesentlich schlechter als die nach DL6WU berechnete (Bild 4a). Man scheint bei schlechten Diagrammen (viele Nebenzipfel) weiter stocken zu müssen und nicht näher, wie in /5/ empfohlen. Das erscheint auch plausibel, da viel Energie in Nebenzipfel abgestrahlt wird und die Hauptkeule vergleichsweise zu eng ist. Damit wird die Überlappung der Diagramme größer. Da in die Gleichung für den Stockungsabstand nur der Öffnungswinkel der Hauptkeule eingeht, ergeben schlechte, nebenzipfelreiche Diagramme bei verengter Hauptkeule automatisch den erforderlichen größeren Abstand.  
Als Vergleich dazu zeigt eine "saubere", nach DL6WU konstruierte, Antenne, die DL9KR-22 (Bild 5 und 6), bei höherem Gewinn weniger Nebenzipfel sowie größere Öffnungswinkel und kann daher dichter gestockt werden.
6. Im Entscheidungsprozeß zwischen gewinnoptimalen oder G/T-optimalen Antennen sollte man die Rauschtemperatur des Empfangssystems (RX + Kabel) mit ca. 50 bis 70 Grad Kelvin in Rechnung stellen. Die Systemtemperatur wird damit 75 bis 115 Grad Kelvin.

## 7. Bemerkungen zur Relevanz von Simulationen

Alle Zahlen kommen aus Modellrechnungen und sind nur so gut wie die zugrunde liegenden Modelle. Die Bestätigung kann nur über die Praxis, d.h. durch Messungen erfolgen!

Um Anfällen von falscher Computer-Gläubigkeit entgegenzuwirken folgen ein paar Bemerkungen zur Relevanz von Simulationen. Entscheidend für die Genauigkeit sind die Einschränkungen des Simulationsmodells gegenüber der exakten Theorie, und nicht etwa der verwendete Computer. Im konkreten Fall der benutzten NEC-II Simulation werden die gesuchten Stromverteilungen auf den Elementen über Näherungslösungen der entsprechenden Integralgleichungen errechnet. Der Fehler der errechneten Stromverteilung liegt bei geeigneter Abbildung der Antennenstruktur in die Modellstruktur der Simulation bei etwa 1 %. Die Konvergenzeigenschaften der Simulation sind proportional zur Granularität, d.h. der Zahl der Modellsegmente pro Längenelement in der realen Antenne. Der Rechenzeitbedarf wächst mit der dritten Potenz, während der Speicherbedarf mit der zweiten Potenz bezogen auf die Zahl der Modellsegmente wächst. Das resultierende Feld wird aus den Stromverteilungen ebenfalls mit einer Näherungsrechnung mit einem vereinfachten "Thin-Wire"-Modell für die stromführenden Elemente errechnet. Diese Näherungen wirken sich weniger bei der Berechnung des Gewinns als bei kleinen Effekten, nämlich der Berechnung der Nebenzipfel aus. Nebenzipfel, die mehr als 30 dB unter der Hauptkeule liegen, sind reine Artefakte, die aus der Näherungsrechnung kommen. Die Qualität von NEC-II ist allerdings um 2 Größenordnungen besser als die von Primitiv-Simulationen (z.B. die Programme YAGI und STOCK), die auf der Lawson-Methode beruhen.

Die von NEC-II abgeleiteten einfachen Programme (z.B. MININEC), die als BASIC-Programme für Kleinrechner vorliegen, sind wahrscheinlich weniger brauchbar, um Nebenzipfel korrekt zu rechnen. Die Stromverteilung wird durch Überlagerung von Rechteck-Funktionen angenähert. Daher ist höhere Anzahl von Modell-Segmenten (10-18) pro Antennen-Element erforderlich, um die gesuchte Stromverteilung anzunähern (/7/). Werden die Modell-Segmente allerdings zu kurz, ist die "Thin-Wire" Näherung für die Berechnung des Feldes nicht mehr anwendbar. NEC-

DJ9BV : Effektive Rauschtemperatur von 432MHz-EME Yagi-Gruppen



II hat für diesen Fall die "Extended-Thin-Wire" Option, so daß auch "dicke" Elemente gerechnet werden können. Die Konvergenzeigenschaften MININEC sind folglich nicht so "gutmütig" wie die von NEC-II und bedürfen für jedes Modell einer realen Antenne der Überprüfung durch Veränderung der Granularität. Weiterhin können keine Skin-Verluste gerechnet werden.

"Last but not least": Die qualifizierte Inbetriebnahme von NEC-II und die Verifikation für den Anwendungsfall der Yagi-Antennen war nur möglich durch die Unterstützung von Günter Hoch, DL6WU, dem ich für die vielen Diskussionen, Materialien und Anregungen danke. Weiterhin danke ich DL1LB, K1FO und DJ6MB für die Überlassung von mechanischen Daten für Yagi-Antennen.

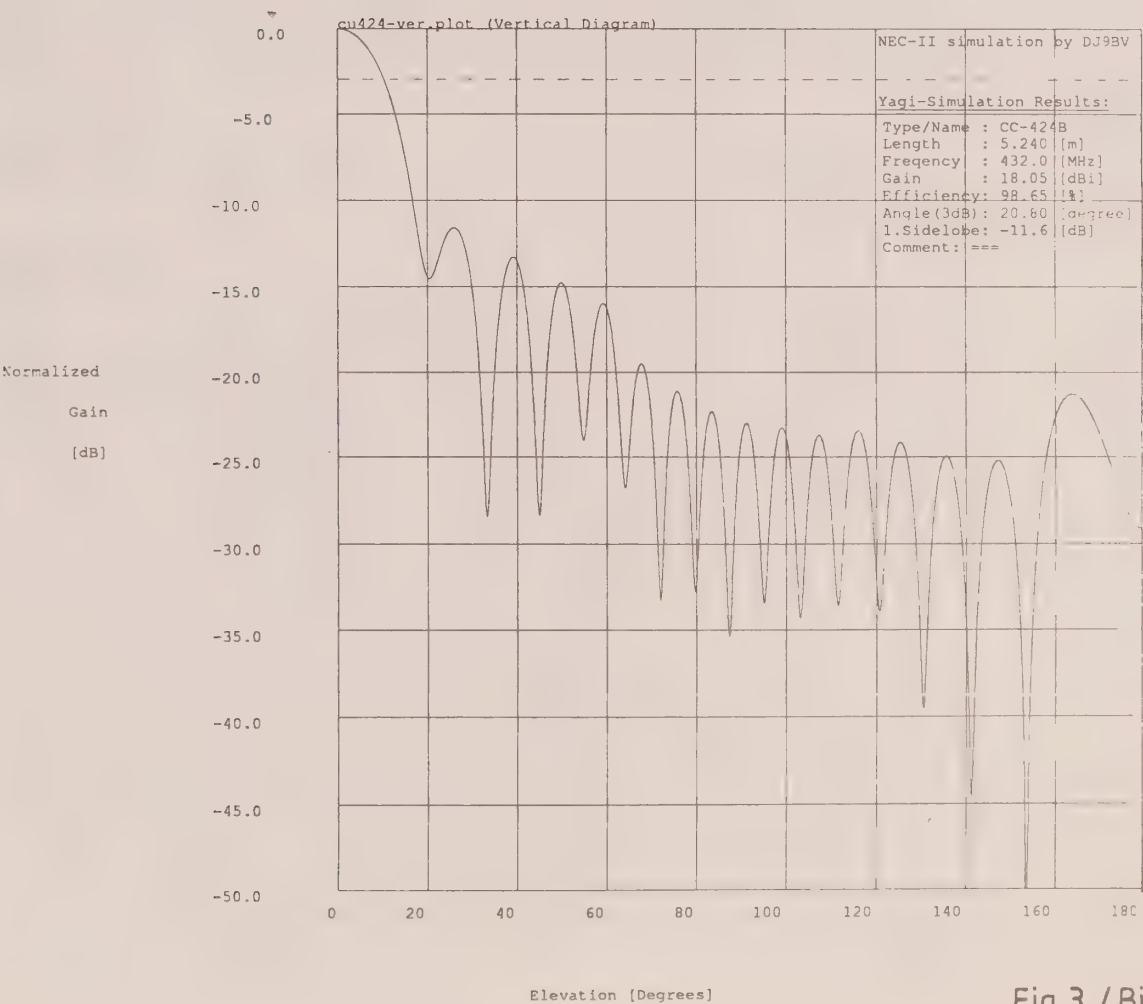


Fig.3 / Bild 3





Normalized  
Gain  
[dB]

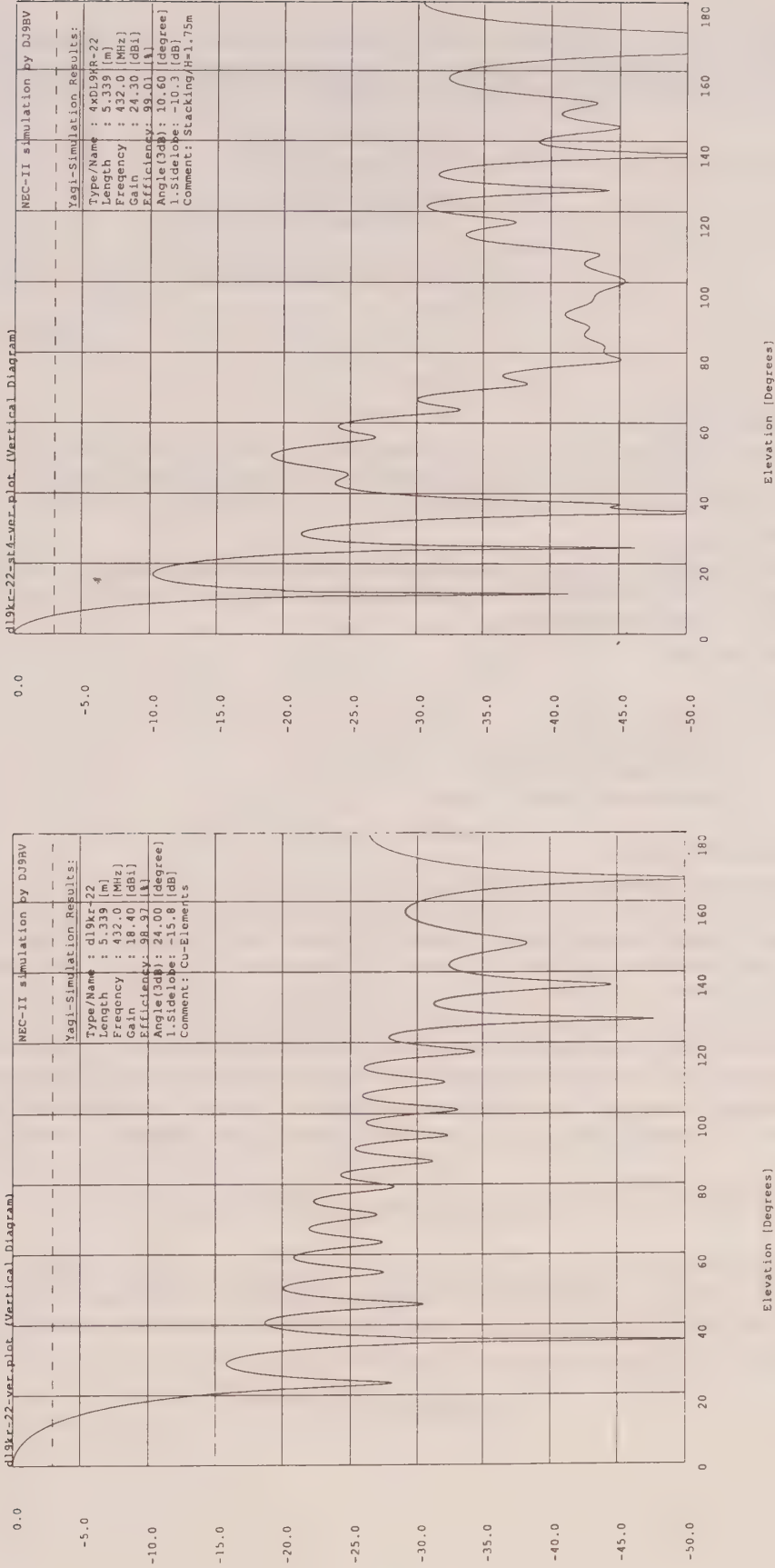


Fig.5 /Bild 5 Fig.6 /Bild 6

# Gain and Performance Data of 144 MHz Antennas

*Rainer Bertelsmeier*

DJ9BV  
Gluecksburger Str. 20  
2 Hamburg 50

Copyright © 1988 by R. Bertelsmeier

## 1. Antenna-Simulation

The recent article [1] on gain and noise temperature of yagi antennas for 432 MHz probably has given some impressions on the performance of professional antenna simulation software. This package - NEC-II from LLL [2] - now has been applied to antennas designed for 144 MHz. The results are interesting.

As a reminder some remarks on the accuracy of the NEC-II simulation software. The applied method of moments for the numerical solution of the integral equations seems to achieve the following accuracy of the simulated radiation pattern:

Gain:  $\pm 0,2 \text{ dB}$

Sidelobes:

$\pm 0,5 \text{ dB}$  up to -20 dB.

$\pm 1,0 \text{ dB}$  from -20 to -25 dB.

$\pm 2,0 \text{ dB}$  from -25 to -30 dB.

Undetermined accuracy < -30 dB.

## 2. Performance criteria

For judging the performance of a particular design several features have been evaluated. The most important figure of course is power gain, which includes all losses, that is power gain equals directive gain minus losses. The power gain is given as dBd - power gain referenced to a dipole- and as dBi - power gain referenced to an isotropic antenna. The difference is just 2.15 dB. Manufacturerers, who like larger numbers, prefer dBi and those, who want to confirm to the international IEC-Standard for antenna gain measurements, state power gain in dBd. Next there are some pattern features like level of first sidelobe, front to back ratio (F/B), the 3 dB angles of the main lobe in E (Horizontal plane) and in H (Vertical plane). Mechanical features are length in m and normalized length in wavelength  $\lambda$ .

For comparison of the gain figures the gain of all simulated antennas has been plotted (Figure 1). The gain curve fits smoothly through all types of DL6WU-designs and is described by the following equation:

$$GAIN [dBd] = 7.773 \cdot \log \left( \frac{LENGTH}{\lambda} \right) + 9.28 \quad [1]$$

The gain increases with a rate of 2.34 dB for an increase of 3 dB in boom length, i.e. doubling the length. That compares well with the curve in [5], which has been extracted from measurements. Only a few antennas and favourably the short ones have higher power gains than those given by this equation.

To provide a single figure for comparison a quality factor AQ is defined:

$$AQ = GAIN_{dBi} - 10 \cdot \log \left( \frac{LENGTH}{\lambda} \right) \quad [1]$$



AQ describes power gain normalized to boom length. AQ is a measure for quality of yagi-antenna design, i.e. how much gain is achieved per unit boom size in wavelengths. Yagi-Antennas with different boom length can be compared immediately. AQ-Values greater than 10 indicate a good yagi design.

For comparison several somewhat 'exotic' antennas like colinears, quad's and scelet-slot's are included in the table.

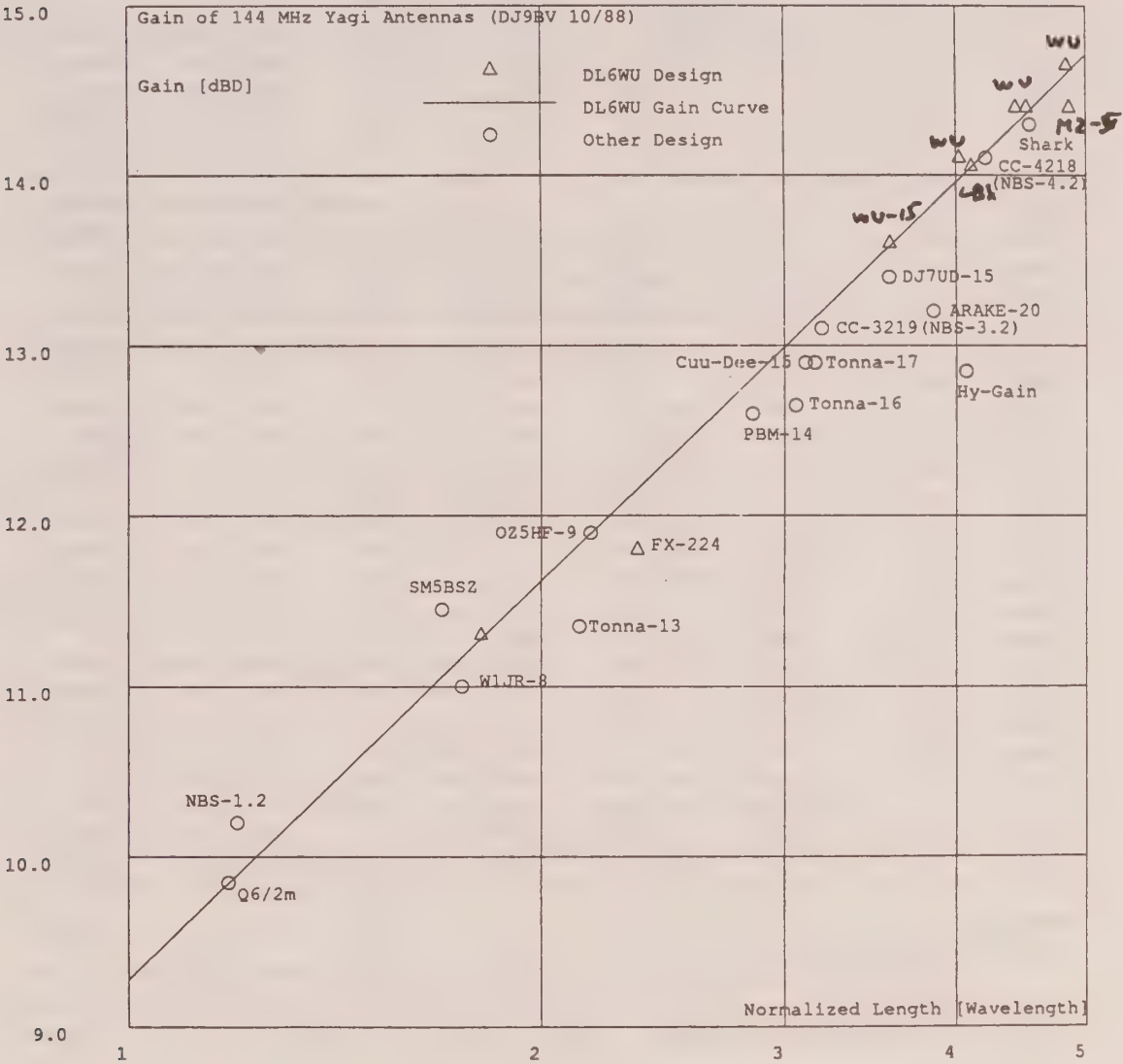


Figure 1: Yagi antenna gain versus boomlength

3. Simulation data

Table 1:

| Performance data of 2 m Antennas @ 144.5 MHz<br>(Calculated by DJ9BV) |        |      |       |       |        |                 |       |                     |      |         |            |      |
|-----------------------------------------------------------------------|--------|------|-------|-------|--------|-----------------|-------|---------------------|------|---------|------------|------|
| TYPE                                                                  | LENGTH |      | GAIN  |       | EFFIC. | ANGLE<br>@ -3dB |       | 1. LOBE<br>(E-Pat.) | F/B  | AQ      | DESIGN     | Rem. |
|                                                                       | [m]    | λ    | [dBD] | [dBi] | [%]    | E [°]           | H [°] | [dB]                | [dB] | [dBi/λ] |            |      |
| DX-120                                                                | 0.49   | 0.5  | 12.95 | 15.1  | 99.8   | 47.8            | 21.3  | -                   | 28.1 | -       | Tonna      | 1    |
| NBS-0.8                                                               | 1.66   | 0.8  | 9.0   | 11.15 | 99.6   | 48.0            | 58.0  | 25.0                | 14.1 | 12.1    | NBS        |      |
| Q6/2m                                                                 | 2.455  | 1.2  | 9.85  | 12.0  | 99.4   | 46.5            | 49.0  | 21.5                | 11.0 | 11.3    | Jay-Beam   | 2    |
| NBS-1.2                                                               | 2.489  | 1.2  | 10.2  | 12.35 | 99.5   | 41.5            | 47.5  | 19.2                | 17.4 | 11.6    | NBS        |      |
| SM5BSZ-6                                                              | 3.511  | 1.69 | 11.45 | 13.6  | 98.4   | 35.0            | 38.50 | 16.4                | 10.8 | 11.3    | Chen-Cheng |      |
| W1JR-8                                                                | 3.632  | 1.75 | 11.0  | 13.15 | 96.7   | 37.2            | 41.0  | 17.0                | 16.7 | 10.7    | W1JR       |      |
| DJ9-2-1.8                                                             | 3.75   | 1.8  | 11.3  | 13.45 | 98.7   | 39.0            | 44.0  | 19.2                | 20.2 | 10.9    | DJ9BV      |      |
| TONNA-13                                                              | 4.42   | 2.13 | 11.35 | 13.5  | 97.5   | 36.3            | 40.0  | 17.0                | 17.5 | 10.2    | Tonna      |      |
| OZ5HF-9                                                               | 4.5    | 2.17 | 11.9  | 14.05 | 99.0   | 36.5            | 40.0  | 17.4                | 24.4 | 10.7    | OZ5HF      |      |
| FX-224                                                                | 4.865  | 2.35 | 11.8  | 13.95 | 93.3   | 35.2            | 38.5  | 16.8                | 17.1 | 10.2    | DL6WU      |      |
| PBM-14/HP                                                             | 5.898  | 2.8  | 12.6  | 14.75 | 99.6   | 30.7            | 33.5  | 13.1                | 13.6 | 10.2    | Jay-Beam   |      |
| TONNA-16                                                              | 6.34   | 3.1  | 12.65 | 14.8  | 98.3   | 34.0            | 37.0  | 18.8                | 21.0 | 9.9     | Tonna      |      |
| CueDec-15                                                             | 6.444  | 3.1  | 12.9  | 15.04 | 98.7   | 33.0            | 35.5  | 17.5                | 21.5 | 10.1    | CueDec     |      |
| TONNA-17                                                              | 6.545  | 3.2  | 12.9  | 15.05 | 98.0   | 33.0            | 35.7  | 19.0                | 30.0 | 10.1    | Tonna      |      |
| CC-3219                                                               | 6.62   | 3.2  | 13.1  | 15.25 | 98.0   | 29.4            | 31.2  | 13.5                | 30.5 | 10.2    | NBS        |      |
| YU0B                                                                  | 2x3.63 | 3.5  | 11.95 | 14.1  | 99.1   | 37.0            | 33.5  | 15.3                | 33.0 | 8.7     | ?          |      |
| DJ7UD-15                                                              | 7.41   | 3.6  | 13.4  | 15.55 | 96.7   | 30.7            | 33.5  | 20.0                | 21.9 | 10.0    | DJ7UD      |      |
| DL6WU-15                                                              | 7.42   | 3.6  | 13.6  | 15.75 | 98.7   | 30.5            | 32.5  | 18.2                | 36.0 | 10.2    | DL6WU      |      |
| ARAKE-20                                                              | 7.985  | 3.9  | 13.2  | 15.35 | 95.5   | 31.0            | 33.0  | 16.8                | 18.5 | 9.5     | ?          |      |
| DJ9-2-4.0                                                             | 8.34   | 4.0  | 14.1  | 16.25 | 98.1   | 29.0            | 30.5  | 17.0                | 24.3 | 10.2    | DL6WU      |      |
| HyGai215B                                                             | 8.433  | 4.1  | 12.85 | 15.0  | 98.6   | 25.0            | 26.0  | 10.4                | 15.6 | 8.9     | ?          |      |
| LBX-16                                                                | 8.509  | 4.1  | 14.05 | 16.2  | 98.0   | 28.0            | 29.5  | 15.6                | 22.6 | 10.1    | DL6WU      |      |
| PA2VST                                                                | 8.505  | 4.1  | 14.05 | 16.2  | 98.0   | 28.0            | 29.5  | 16.3                | 21.2 | 10.1    | DL6WU      |      |
| CC-4218                                                               | 8.722  | 4.2  | 14.1  | 16.25 | 97.5   | 27.0            | 28.5  | 15.4                | 18.5 | 10.0    | NBS        |      |
| DJ9-2-4.4                                                             | 9.18   | 4.4  | 14.4  | 16.55 | 98.1   | 28.0            | 29.5  | 17.0                | 21.0 | 10.1    | DL6WU      |      |
| LBX-17                                                                | 9.35   | 4.5  | 14.4  | 16.55 | 98.0   | 27.0            | 28.5  | 15.8                | 20.0 | 10.0    | DL6WU      |      |
| Shark                                                                 | 9.4    | 4.5  | 14.3  | 16.45 | 98.7   | 27.0            | 28.5  | 15.9                | 19.5 | 9.9     | ?          |      |
| DJ9-2-4.8                                                             | 10.02  | 4.8  | 14.65 | 16.8  | 98.1   | 27.5            | 28.8  | 17.2                | 22.0 | 10.0    | DL6WU      |      |
| M2L-5WL                                                               | 10.07  | 4.8  | 14.4  | 16.55 | 97.8   | 26.3            | 27.5  | 16.5                | 20.0 | 9.7     | K6MYC      |      |

Remarks:

- 1. Colinear antenna
- 2. Quad antenna
- 3. Scelet-Slot antenna (2 yagis)

4. Evaluation of simulation data

Before going into the details one observation should be stated very concise:

The figures claimed for the power gain of commercial antennas are too large very often. These overoptimistic specifications range up to twice the actual gain. That's a serious case of non-conservative marketing strategies and those manufacturers, who play the number game, should be observed carefully by the amateur community in the future.



#### 4.1. List of Comments

For each antenna the type, manufacturer, the gain claimed, the gain simulated and the comparison of simulated gain with the gain of a yagi with the same length in DL6WU-design according to equation [1] is listed. By this comparison the state of the art of the individual manufacturer can be judged.

##### 4.1.1. Tonna Antennas

| Type     | Manufacturer  | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|----------|---------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| DX-120   | Tonna, France | ?                        | 12.95                      | -                                   |
| Tonna-13 | Tonna, France | 14.35                    | 11.35                      | -0.5                                |
| Tonna-16 | Tonna, France | 15.65                    | 12.65                      | -0.4                                |
| Tonna-17 | Tonna, France | 13.1                     | 12.9                       | -0.3                                |

DX-120: The DX-120 is a 20 element collinear antenna. Gain compares very well with long yagis. Very good efficiency and good pattern.

Tonna-13: Gain simulated 2 dB less than claimed. High sidelobes.

Tonna-16: Gain simulated 3 dB less than claimed. Good pattern.

Tonna-17: Gain simulated .2 dB less than claimed. Good pattern (Figure 2).

Tonna gain claims vary between obscure (old designs) and rather accurate (new designs).

##### 4.1.2. NBS Designs

| Type    | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|---------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| NBS-0.8 | ?            | 9.2                      | 9.0                        | +0.5                                |
| NBS-1.2 | ?            | 10.2                     | 10.2                       | +0.3                                |

NBS-0.8: Slightly less gain than specified in report.

NBS-1.2: Gain simulated confirms claim.

##### 4.1.3. Jay Beam Antennas

| Type      | Manufacturer            | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|-----------|-------------------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| Q6/2m     | Jay Beam, Great Britain | 12.0                     | 9.85                       | 0.0                                 |
| PBM-14/HP | Jay Beam, Great Britain | 14.5                     | 12.6                       | -0.15                               |

Q6/2m: Gain simulated is 2.15 dB less than claimed. A severe case of wrong specification. Bad pattern. This quad type antenna has even worse gain than an equal length antenna as the NBS-1.2.

PBM-14/HP: Gain simulated 1.9 dB less than claimed. Very bad pattern (Sidelobes and back lobe, see Figure 3). Version with thinner elements (9.1 mm instead of 12.7 mm) has better pattern, but same gain.

##### 4.1.4. SM5BSZ-6

| Type     | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|----------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| SM5BSZ-6 | SM5BSZ       | 11.5                     | 11.45                      | +0.4                                |

Comment: Gain simulated confirms claim. The design is an experimental revision of the Chen-Cheng design, which does not function on its stated design wavelength. Antenna has bad back lobe and very narrow gain bandwidth. Also input impedance is difficult to match.

#### 4.1.5. W1JR-8

| Type   | Manufacturer | Gain claimed [dBD] | Gain simulated [dBD] | Difference to DL6WU-Yagi [dB] |
|--------|--------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|
| W1JR-8 | W1JR         | >10.85dBD(13.0dBi) | 11.0                 | -0.2                          |

Comment: Gain simulated confirms claim. Antenna seems to be tuned too low in frequency: symptoms are filled pattern and low efficiency.

#### 4.1.6. DJ9BV Antennas

| Type      | Manufacturer | Gain claimed [dBD] | Gain simulated [dBD] | Difference to DL6WU-Yagi [dB] |
|-----------|--------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|
| DJ9-2-1.8 | DJ9BV        | 11.3               | 11.3                 | +0.0                          |
| DJ9-2-4.0 | DJ9BV        | 14.1               | 14.1                 | +0.1                          |
| DJ9-2-4.4 | DJ9BV        | 14.4               | 14.4                 | +0.1                          |
| DJ9-2-4.8 | DJ9BV        | 14.65              | 14.65                | +0.1                          |

Comment: Reference antennas for comparison only. Classical DL6WU-Design improved by some computer verified changes.

#### 4.1.7. OZ5HF-9

| Type    | Manufacturer        | Gain claimed [dBD] | Gain simulated [dBD] | Difference to DL6WU-Yagi [dB] |
|---------|---------------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|
| OZ5HF-9 | SHT-Design, Denmark | 13.0               | 11.9                 | +0.1                          |

Comment: Gain simulated 1.1 dB less than claimed. Very good pattern and good efficiency (Figure 4).

#### 4.1.8. FX224

| Type  | Manufacturer | Gain claimed [dBD] | Gain simulated [dBD] | Difference to DL6WU-Yagi [dB] |
|-------|--------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|
| FX224 | HAG, Germany | 12.4               | 11.8                 | -0.4                          |

Comment: Gain simulated 0.6 dB less than claimed. Good pattern, but high back lobe. Low efficiency because of steel elements.

#### 4.1.9. CueDee-15

| Type      | Manufacturer | Gain claimed [dBD] | Gain simulated [dBD] | Difference to DL6WU-Yagi [dB] |
|-----------|--------------|--------------------|----------------------|-------------------------------|
| CueDee-15 | CueDee       | ?                  | 12.9                 | -0.2                          |

Comment: Good gain. Good pattern.



4.1.10. CushCraft Antennas

| Type   | Manufacturer   | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|--------|----------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| CC3219 | CushCraft, USA | 16.2                     | 13.1                       | -0.1                                |
| CC4218 | CushCraft, USA | 17.2                     | 14.1                       | 0.0                                 |

CC3219: Gain simulated 3 dB less than claimed. NBS design with 3.2 wavelength boom length. In spite of unprofessional exaggerated claim actual gain is state of the art, but high sidelobes.

CC4218: Gain simulated 3 dB less than claimed. NBS design with 4.2 wavelength boom length. In spite of unprofessional exaggerated claim actual gain is state of the art , but bad F/B in spite of trigonal reflector (Figure 5).

4.1.11. KLM Antennas

| Type   | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|--------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| LBX-16 | KLM, USA     | 14.5                     | 14.05                      | 0.0                                 |
| LBX-17 | KLM, USA     | ?                        | 14.4                       | 0.0                                 |

KLM-16: Gain simulated 0.45 dB less than claimed. DL6WU design with log-periodic feed structure. Good gain. Good Pattern. Bad matching. Better solution would be a straight dipole, because DL6WU-design will give excellent matching to 200 or 50 Ohms with balun.

KLM-17: One element more than KLM-16. See KLM-16.

4.1.12. YU0B

| Type | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| YU0B | ?            | 13.75                    | 11.95                      | -1.55                               |

Comment: Gain simulated 1.8 dB less than claimed. Good pattern and good efficiency, but low gain for mechanical size.

4.1.13. DJ7UD-15

| Type     | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|----------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| DJ7UD-15 | DJ7UD        | (12.65+1.5)              | 13.4                       | -0.2                                |

Comment: Gain simulated 0.75 dB less than claimed (DJ7UD states 1.5 dB more than Tonna-16). Good pattern.

4.1.14. DL6WU-15

| Type     | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|----------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| DL6WU-15 | DL6WU        | 13.6                     | 13.6                       | 0.0                                 |

Comment: Good gain. Very good pattern. Design is 9 years old, but still top of the crowd!

#### 4.1.15. ARAKE-20

| Type     | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|----------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| ARAKE-20 | ?            | 14.0                     | 13.2                       | -0.7                                |

Comment: Gain simulated 0.8 dB less than claimed. Bad efficiency.

#### 4.1.16. HyGain215B

| Type        | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|-------------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| Hy-Gain215B | Hy-Gain, USA | 15.65                    | 12.85                      | -1.2                                |

Comment: Gain simulated 2.8 dB less than claimed. Very bad pattern and bad gain.

#### 4.1.17. PA2VST

| Type   | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|--------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| PA2VST | PA2VST       | ?                        | 14.05                      | 0.0                                 |

Comment: Same antenna as KLM-16 but with metric size elements ( 6 mm dia.).

#### 4.1.18. Shark

| Type  | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|-------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| Shark | Shark        | ?                        | 14.3                       | 0.0                                 |

Comment: Good gain. Ordinary pattern.

#### 4.1.19. M2L-5WL

| Type    | Manufacturer | Gain<br>claimed<br>[dBD] | Gain<br>simulated<br>[dBD] | Difference<br>to DL6WU-Yagi<br>[dB] |
|---------|--------------|--------------------------|----------------------------|-------------------------------------|
| M2L-5WL | K6MYC        | 15.0                     | 14.4                       | -0.2                                |

Comment: Gain simulated 0.6 dB less than claimed, but good gain. Ordinary pattern.

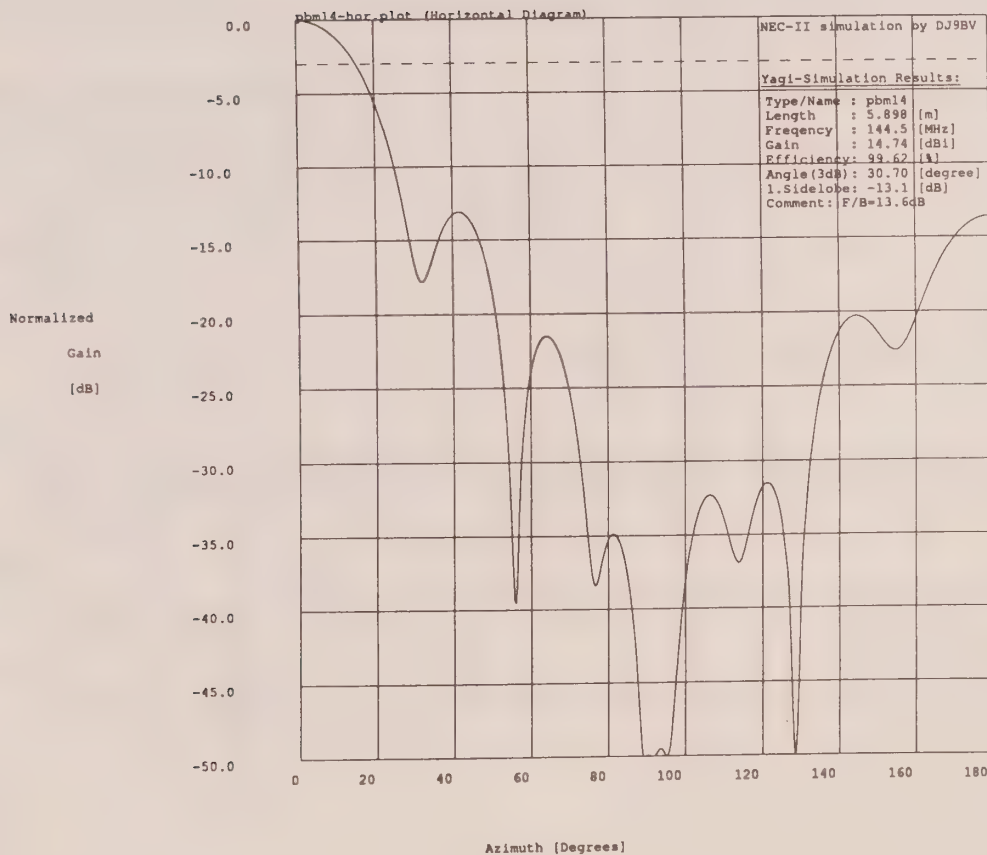
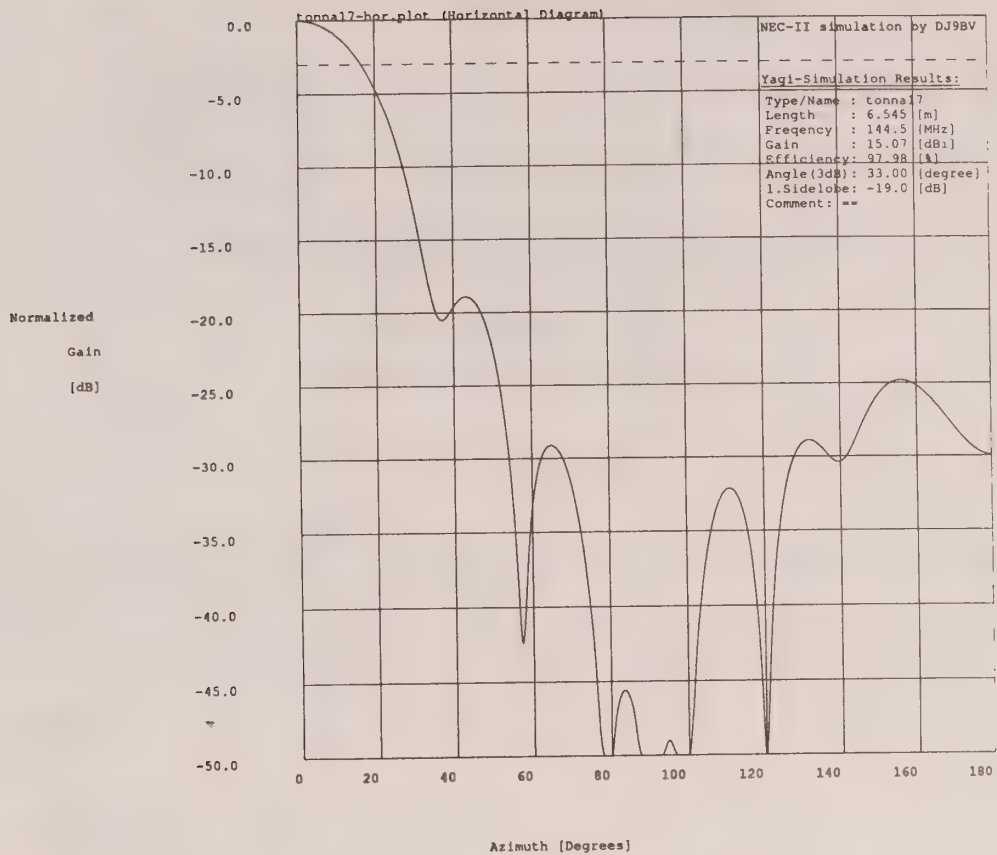
#### 5.

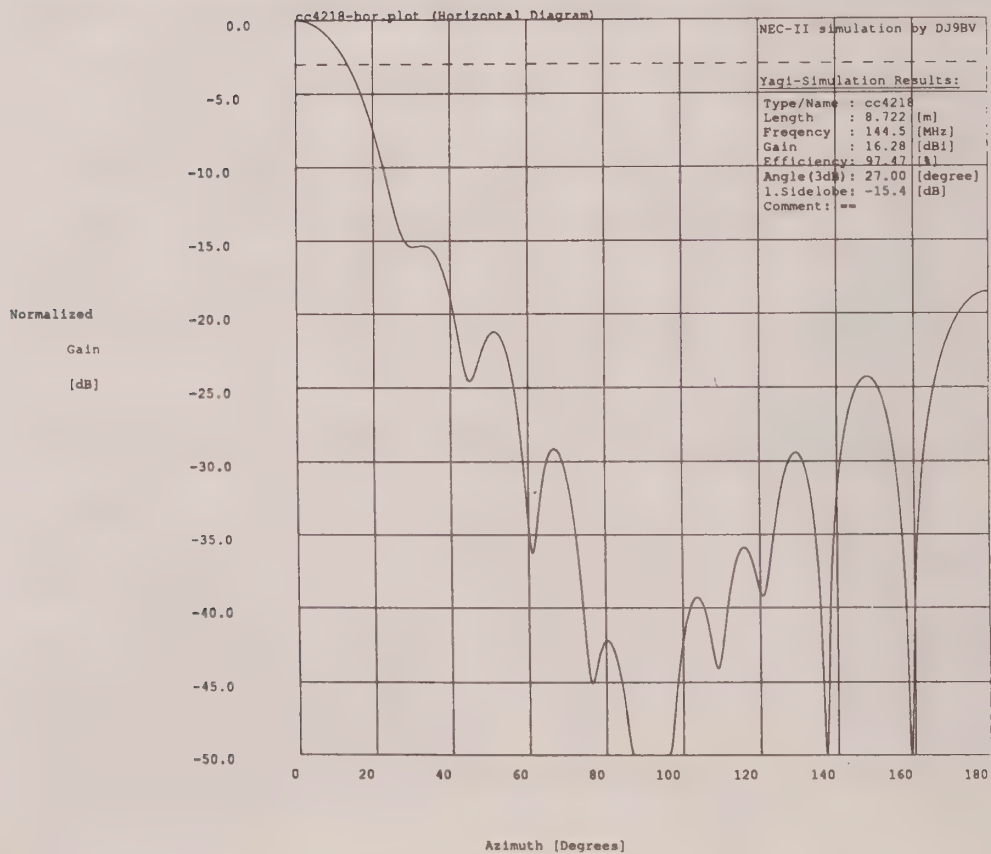
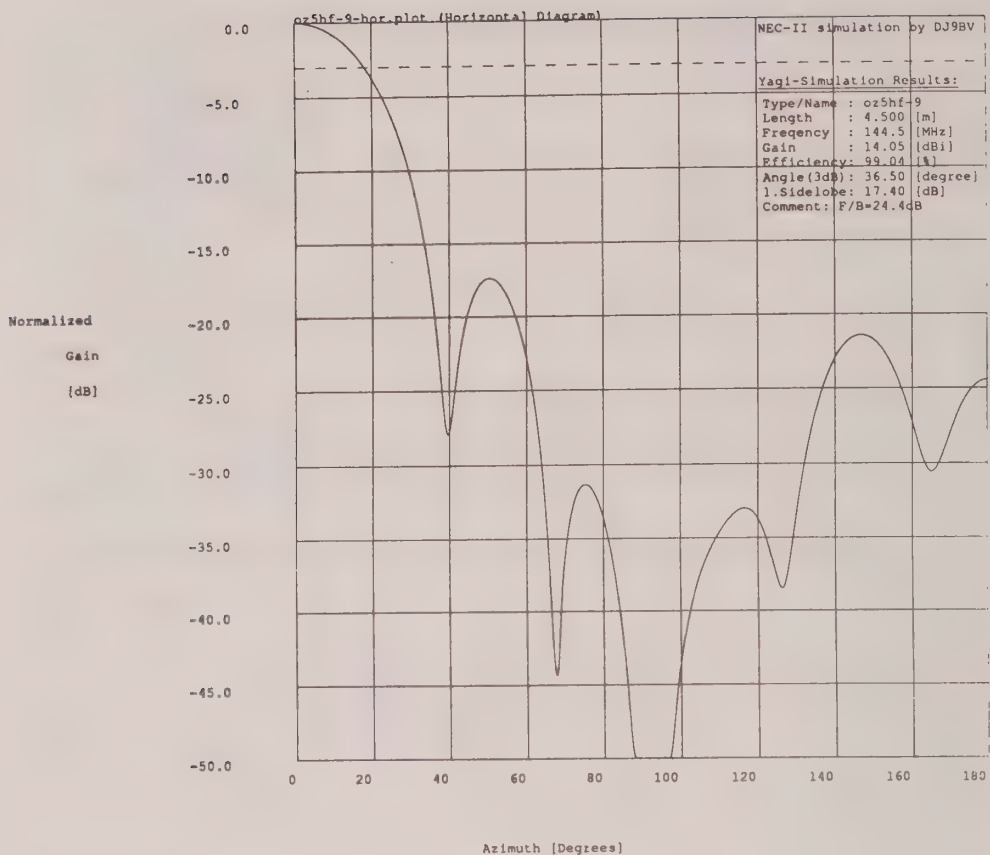
Acknowledgements: I have to thank DC4XH, DF5LQ, DL6WU, DL8HCZ, DL8LAQ, OE6WMG and K1FO for kindly support in providing the necessary mechanical dimensions of the simulated antennas.

#### 6. References

- [1] R. Bertelsmeier, "Effective Noise Temperatures of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME", DUBUS 4(1987), , pp. 32-40
- [2] G.J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD 116, Vol. 1, 1981, San Diego, USA
- [3] G. Hoch, "Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen", UKW-Berichte 17(1977), Heft 1, S.27-36
- [4] G. Hoch, "Mehr Gewinn mit Yagi-Antennen", UKW-Berichte 18(1978), Heft 1, S.2-9
- [5] G. Hoch, "Extrem lange Yagi-Antennen", UKW-Berichte 22(1982), Heft 1, S.3-11







## Gain and Performance Data of 432 MHz Antennas (Leistungsdaten von 432 MHz Antennen)

*Rainer Bertelsmeier, DJ9BV*

Copyright © 1989 by R. Bertelsmeier

### 1. Antenna-Simulation (Antennen-Simulation)

The recent articles in DUBUS on gain of yagi antennas for 144 and 432 MHz probably have given some impressions on the performance of professional antenna simulation software.

As a reminder some remarks on the accuracy of the NEC-II simulation software. The applied method of moments for the numerical solution of the integral equations seems to achieve the following accuracy of the simulated radiation pattern:

Gain  $\pm 0.2\text{dB}$

Sidelobes

$\pm 0.5\text{dB}$  up to  $-20\text{ dB}$ .

$\pm 1.0\text{dB}$  from  $-20$  to  $-25\text{ dB}$ .

$\pm 2.0\text{dB}$  from  $-25$  to  $-30\text{ dB}$ .

Undetermined accuracy  $< -30\text{ dB}$ .

D: Die letzten Artikel ueber den Gewinn von Yagi Antennen auf 144 und 432 MHz haben moeglicherweise einen Eindruck ueber die Moeglichkeiten von professioneller Simulations-Software fuer Antennen hinterlassen. Zur Erinnerung noch einmal die Daten ueber die erzielbare Genauigkeit, die durch Vergleich mit Messdaten von DL6WU ermittelt wurden.

### 2. Performance criteria (Leistungskriterien)

For judging the performance of a particular design several features have been evaluated:

TYPE

Designation of antenna type (Antennenbezeichnung)

LENGTH

Mechanical length of antenna in [m] or in  $\lambda$ . (Mechanische Laenge).

P.-GAIN

Power gain of antenna with losses **included** referenced to a dipole in [dBD]. (Gewinn der Antenne mit Beruecksichtigung der Verluste).

EFF.

Efficiency in percent indicates losses in antenna. Important for temperature calculations. Power gain includes losses already! (Wirkungsgrad in % zeigt innere Verluste der Antenne durch schlechte Leitfaehigkeit etc. an).

ANGLE

3 dB angles in horizontal (E) and vertical (H) plane. (3 dB Oeffnungswinkel in der horizontalen (E) oder vertikalen (H) Ebene).

1.LOBE

Suppression of first sidelobe in E-Plane in dB. (Erster Nebenzipfel).



BL

Largest sidelobe in back aerea of E-plane (Azimuth from 90 to 270 degrees). (Grosster Nebenzipfel im gesamten Rueckwaerts-Teil des Diagramms der E-Ebene.)

Δ

Difference of power gain to power gain of a DL6WU-Yagi of the same length. Power gain of DL6WU-designs is described by the following equation:

$$GAIN[dBD]=7.773\cdot LOG(\frac{LENGTH}{\lambda})+9.28$$

[1]

The gain increases with a rate of 2.34 dB for an increase of 3 dB in boom length, i.e. doubling the length. Power gain of DL6WU-Yagi's serves as state of the art figure for yagi's.

D: Δ gibt die Differenz zu einer gleich langen DL6WU-Yagi an, die als Mass fuer den Stand der Kunst im Antennendesign genommen wird. Obige Formel beschreibt den Gewinn fuer alle DL6WU-Yagis).

3. Simulation Data (Leistungsdaten)

Table 1:

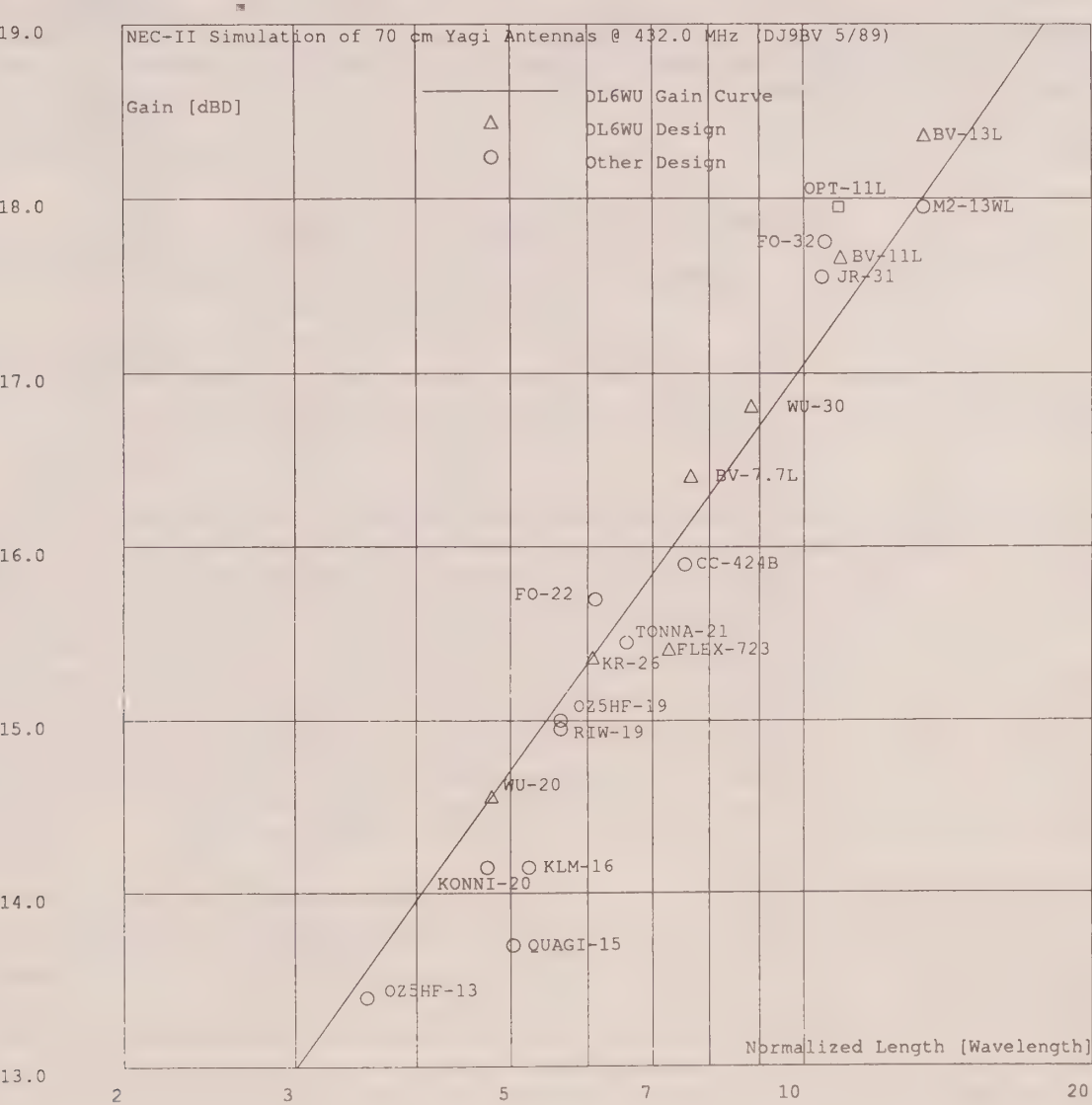
| Performance data of 70 cm Antennas @ 432.0 MHz<br>(NEC-II Simulation by DJ9BV) |         |       |         |      |                 |       |                     |      |             |           |      |
|--------------------------------------------------------------------------------|---------|-------|---------|------|-----------------|-------|---------------------|------|-------------|-----------|------|
| TYPE                                                                           | LENGTH  |       | P.-GAIN | EFF. | ANGLE<br>@ -3dB |       | 1. LOBE<br>(E-Pat.) | BL   | Δ<br>to [1] | DESIGN    | Rem. |
|                                                                                | [m]     | λ     |         |      | E [°]           | H [°] |                     |      |             |           |      |
| DJ9HO-DQ70                                                                     | 0.100   | ---   | 7.6     | 99.8 | 62.0            | 63.0  | ---                 | 16.5 | ---         | 7KM/9HO   | A,8  |
| OZ5IIF-13                                                                      | 2.467   | 3.55  | 13.4    | 99.4 | 30.0            | 32.0  | 15.1                | 22.5 | -0.16       | OZ5HF     | C    |
| DL7KM-Beam                                                                     | 2x1.319 | 3.80  | 9.75    | 98.8 | 44.0            | 37.2  | 14.7                | 13.6 | -4.4        | DL7KM     | A,7  |
| KONNI-20                                                                       | 3.280   | 4.73  | 14.15   | 99.1 | 25.5            | 27.0  | 19.0                | 21.8 | -0.37       | KONNI     | C,1  |
| WU-20                                                                          | 3.320   | 4.78  | 14.55   | 99.6 | 28.5            | 30.4  | 18.2                | 27.2 | +0.0        | DL6WU     | A    |
| QUAGI-15                                                                       | 3.493   | 5.03  | 13.7    | 98.1 | 25.8            | 27.2  | 14.6                | 8.5  | -1.04       | K6YNB     | A,9  |
| KLM-16                                                                         | 3.626   | 5.22  | 14.15   | 99.5 | 25.0            | 26.0  | 11.5                | 19.8 | -0.71       | KLM       | C    |
| OZ5HF-19                                                                       | 3.907   | 5.63  | 15.00   | 99.3 | 25.5            | 26.5  | 15.0                | 24.0 | -0.11       | OZ5HF     | C    |
| K2RIW-19                                                                       | 3.907   | 5.63  | 14.95   | 99.0 | 27.0            | 28.3  | 17.0                | 20.4 | -0.16       | K2RIW     | A    |
| DL9KR-26                                                                       | 4.211   | 6.07  | 15.35   | 99.0 | 25.3            | 26.5  | 17.3                | 29.5 | 0.0         | 6WU/9KR   | A    |
| K1FO-22                                                                        | 4.242   | 6.11  | 15.7    | 98.4 | 24.7            | 25.7  | 17.2                | 21.2 | +0.31       | K1FO      | A,2  |
| TONNA-21                                                                       | 4.568   | 6.58  | 15.45   | 97.8 | 24.0            | 25.0  | 15.7                | 24.5 | -0.2        | TONNA     | C,3  |
| FLEXA-723                                                                      | 5.047   | 7.27  | 15.4    | 83.7 | 23.0            | 24.0  | 17.5                | 18.5 | -0.58       | DL6WU     | C,4  |
| CC 424B                                                                        | 5.240   | 7.55  | 15.9    | 98.7 | 20.3            | 20.9  | 12.7                | 21.9 | -0.2        | CushCraft | C    |
| DJ9-70-7.71                                                                    | 5.310   | 7.65  | 16.4    | 98.9 | 23.0            | 24.0  | 17.2                | 28.3 | +0.25       | 6WU/9BV   | A    |
| DL6WU-30                                                                       | 6.130   | 8.83  | 16.8    | 99.0 | 22.1            | 22.9  | 16.1                | 29.6 | +0.17       | DL6WU     | A    |
| W1JR-31                                                                        | 7.235   | 10.43 | 17.55   | 97.9 | 20.8            | 21.2  | 18.8                | 28.1 | +0.36       | 6WU/1JR   | A,5  |
| K1FO-32MK4                                                                     | 7.293   | 10.5  | 17.75   | 98.2 | 19.5            | 20.0  | 16.3                | 26.8 | +0.53       | K1FO      | A    |
| OPT70-111                                                                      | 7.540   | 10.86 | 17.95   | 98.4 | 19.0            | 19.5  | 16.0                | 26.2 | +0.62       | DJ9BV     | A,6  |
| DJ9-70-111                                                                     | 7.550   | 10.9  | 17.65   | 98.9 | 20.2            | 20.8  | 16.6                | 24.7 | +0.31       | 6WU/9BV   | A    |
| M2-13WL                                                                        | 9.208   | 13.27 | 17.95   | 99.2 | 19.3            | 19.8  | 15.4                | 24.4 | -.06        | 6WU/6MYC  | A    |
| DJ9-70-131                                                                     | 9.23    | 13.3  | 18.35   | 98.8 | 18.7            | 19.1  | 16.6                | 27.1 | +0.33       | 6WU/9BV   | A    |

Remarks:

- A Amateur design.
- C Commercial design. (Kommerzielles Design).
1. Design originates from WU-20, but has wrong size of elements (Too long!). (Elemente sind zu lang. Deswegen Leistungsabfall).

2. Design by MININEC optimisation of W1EJ proposal. (Design durch MININEC Optimierung eines W1EJ Designs).
  3. Values shown for unbalanced feed. Balun may give + 0.3 dB Gain. (Gilt fuer unsymmetrische Speisung).
  4. Steel elements with  $\mu=10$  (Value assumed). (Stahl-Elemente mit angenommenen  $\mu$  von 10).
  5. Design by MININEC optimisation of DL6WU design.
  6. Theoretical design by NEC-II optimisation for best compromise of efficiency and gain. (Theoretisches Design mittels NEC-Optimierung).
  7. Two yagi's with double quad feed (DL7KM). Antenna has badly mistuned directors, because of wrong scaling from the 2 m version. Cutting all elements will increase gain to 12 dBD, which is also low for this size.
- D: (DL7KM-Beam mit 7 Reflektoren. Diese Antenne funktioniert nicht, da die Elemente ca. 10 mm zu lang sind. Selbst nach Verkuerzung der Elemente bringt sie statt 16 dB, wie angegeben, nur 12 dB Gewinn. Man beachte auch das erstaunliche Vor/Rueck-Verhaeltnis von 13 dB fuer 7 Reflektoren!).
8. Double Quad with reflector plate 0.55 x 0.55 m. (Doppel-Quad nach DJ9HO mit Reflektor-Platte 0,55 x 0,55 m in 0,1 m Abstand).
  9. Quagi is 1 dB worse than 6WU-Yagi. Quad-Feeder and Quad-Reflektor should be 7 percent longer, which gives 0.5 dB more gain and better BL.

4. Figure 1: NEC-II Simulation of power gain of 432 MHz Yagi Antennas (Grafik von Tabelle 1)



5. Optimum Stacking Distances for 432 MHz Antennas (Optimale Stockungsabstaende)

E: Optimum stacking distance calculates as:

$$D_{opt} = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin(\frac{\phi}{2})}$$

where  $\phi$  equals the 3 dB angle in the stacking plane. Stacking-Gain with this distance is 2.8 - 2.9 dB and a sidelobe-level of -11.5 dB for the stacking lobe is typical.

D: Optimale Stockungsabstaende berechnen sich nach obiger Formel, die von DL6WU schon 1977 angegeben wurde. Diese Formel wurde bestens durch Simulationen bis zu Gruppen von 16 Antennen bestaetigt. Bei 2 richtig konstruierten Antennen wird der Stockungsgewinn zwischen 2.8 und 2.9 dB bei einem Stockungs-Nebenzipfel von ca. - 11,5 dB liegen. Falsch konstruierte Antennen (Gewinn-Maximum nicht in der Nache der Design-Frequenz) koennen durch die gegenseitige Verstimmung auch unnormale Stockungsgewinne erzielen, die sogar ueber 3 dB sein koennen. Der Gesamtgewinn ist selbsterstaendlich immer kleiner als bei richtig konstruierten Antennen gleicher Laenge!).

E: Array temperature calculations indicate that this stacking distance provides optimum G/T-ratio also.

E: But stacking is not that critical. For wider distances the stacking gain approaches the limit value of 2.9 to 3.0 dB, but the stacking sidelobe will increase heavily (-3 dB for 200 percent of  $D_{opt}$ ). For smaller distances the stacking gain will fall, i.e. to 2.5 dB for 80 percent of  $D_{opt}$  with the first sidelobe at roughly -18 dB. A good rule is to stay in the range of 90 - 105 percent of  $D_{opt}$  to allow for mechanical constraints.

D: Die Wahl des Stockungsabstandes ist nicht kritisch. Fuer groessere Abstaende als  $D_{opt}$  naechert sich der Gewinn asymptotisch der 3 dB Grenze mit einer Vergroesserung des 1. Nebenzipfels auf z.B. -3 dB bei 200 % von  $D_{opt}$ . Fuer kleinere Abstaende faellt der Stockungsgewinn bei gleichzeitiger Absenkung des 1. Nebenzipfels - z.B auf 2.5 dB Stockungsgewinn und -18 dB Nebenzipfel bei 80 % von  $D_{opt}$ . Gute Praxis ist es, mit dem Abstand in einem Bereich von 90 - 105 % von  $D_{opt}$  zu bleiben.

Table 2:

| Optimum Stacking Distances for 432 MHz Antennas |                   |                 |
|-------------------------------------------------|-------------------|-----------------|
| TYPE                                            | STACKING DISTANCE |                 |
|                                                 | HOR.(E)<br>[m]    | VERT.(H)<br>[m] |
| OZ5HF-13                                        | 1.34              | 1.26            |
| DL7KM-Beam                                      | 0.93              | 1.09            |
| KONNF-20                                        | 1.57              | 1.49            |
| WU-20                                           | 1.41              | 1.32            |
| QUAGI-15                                        | 1.60              | 1.52            |
| KLM-16                                          | 1.55              | 1.47            |
| OZ5HF-19                                        | 1.57              | 1.51            |
| K2RIW-19                                        | 1.49              | 1.42            |
| DL9KR-26                                        | 1.58              | 1.51            |
| K1FO-22                                         | 1.62              | 1.56            |
| TONNA-21                                        | 1.67              | 1.60            |
| FLEXA-723                                       | 1.74              | 1.67            |
| CC 424B                                         | 1.97              | 1.91            |
| DJ9-70-7.71                                     | 1.74              | 1.67            |
| DL6WU-30                                        | 1.81              | 1.75            |
| W1JR-31                                         | 1.92              | 1.89            |
| K1FO-32MK4                                      | 2.05              | 2.00            |
| DJ9-70-111                                      | 1.98              | 1.92            |
| M2-13WL                                         | 2.07              | 2.02            |
| DJ9-70-131                                      | 2.14              | 2.09            |



DEEP DISH FEED HORNS REVISITED

By: Barry Malowanchuk - VE4MA  
68 Mellowmead Cove  
Winnipeg, Manitoba  
CANADA R2G 2L9

Much work has been done on Deep Dish Feed Horns since the 13 and 23 cm. models were described in 1987. Other stations have used the feed with excellent results, but it became apparent that a feed was required for dishes with a focal length to diameter ratio (f/D) less than the 0.4 originally considered. Taking the suggestion from the TVRO Industry Feed Horns, I investigated the affect of changing the scalar ring position on the antenna pattern. From the results, I have been able to generate the data shown in Table 1 for the 13 and 23 cm. feed horns.

TABLE 1  
SCALAR RING POSITION VS. DISH f/D FOR 13 AND 23 CM

|                                               | 0.5               | 0.45               | 0.40           | 0.35             | 0.30             | 0.25           |
|-----------------------------------------------|-------------------|--------------------|----------------|------------------|------------------|----------------|
| 13 cm low noise, relative position (in/cm)    | 0.5/1.3 Forward   | 0.375/0.95 Forward | 0/0 Flush      | 0.1875/0.48 Back | 0.4375/1.11 Back | 0.5/1.3 Back   |
| 13 cm maximum gain, relative position (in/cm) | .125/.32 Forward  | 0/0 Flush          | .25/.63 Back   | .4375/1.11 Back  | .625/1.59 Back   | -              |
| 23 cm low noise, relative position (in/cm)    | 0.888/2.3 Forward | 0.666/1.7 Forward  | 0/0 Flush      | 0.33/0.8 Back    | 0.777/2.0 Back   | 0.888/2.3 Back |
| 23 cm maximum gain, relative position (in/cm) | 0.222/.56 Forward | 0/0 Flush          | .444/1.13 Back | .777/1.98 Back   | 1.11/2.82 Back   | -              |

- "Forward" is where the plane of the scalar ring is forward of the front edge of the main waveguide.
- "Back" is where the plane of the scalar ring is back from the front edge of the main waveguide (toward the probes).

The low noise position will be of interest to EME and satellite operators. It reflects an illumination taper of 13-14 dB at the edge of the dish (including space attenuation). This will produce a good compromise between antenna gain and receive noise performance. The maximum gain positions represent an illumination taper of 10 dB total. The maximum gain illumination is not obtainable for an f/D of 0.25. The recommended scalar ring settings are based on detailed "E" plane beam width measurements. As the "H" plane does differ slightly, the user could try slight adjustments from the recommended settings to optimize results for the specific application.

The dimensions of the 23 cm. probes will produce an SWR of 1.11:1 at 1269 and 1296 MHz, with the best SWR of 1.06:1 occurring at 1283 MHz. The impedance match will vary slightly with the position of the scalar ring and the probe dimensions will be adequate for f/D settings of 0.45 to 0.35. As the scalar ring is moved for smaller f/D's the 1296 MHz SWR will degrade as the resonance of the probe is shifted lower in frequency. With the 23 cm. ring retracted 1.125" (f/D = 0.25), the 1296 MHz VSWR deteriorated to 1.25:1 and the best SWR of 1.06:1 occurred at 1240 MHz. I confirmed that trimming the length of the probes will restore the 1296 MHz performance. An alternative used successfully by WB0QMN, is to install tuning screws opposite to each monopole.

I must call attention to an error in the original 23 cm. feed horn drawing. The probes should be 4.0" not 4.5" from the closed end of the 7" diameter waveguide. The corrected drawings are shown in Figure 1 and Figure 2. Please note that if the length or diameter of the 7" pipe is changed, the feed point SWR may change significantly. If the dimensions of the scalar ring or diameter of the feed pipe are changed, the effect on the pattern is unknown.

The feed horn may be scaled to any frequency as long as all dimensions are scaled. Some probe length adjustment may be required to compensate for changes in the scaled probe diameter.

The 13 cm. and 23 cm. horns are not scaled by a 1296/2304 ratio. This was done to make use of commonly available material on the main waveguide. The difference in radiation pattern is small. Anyone wanting further

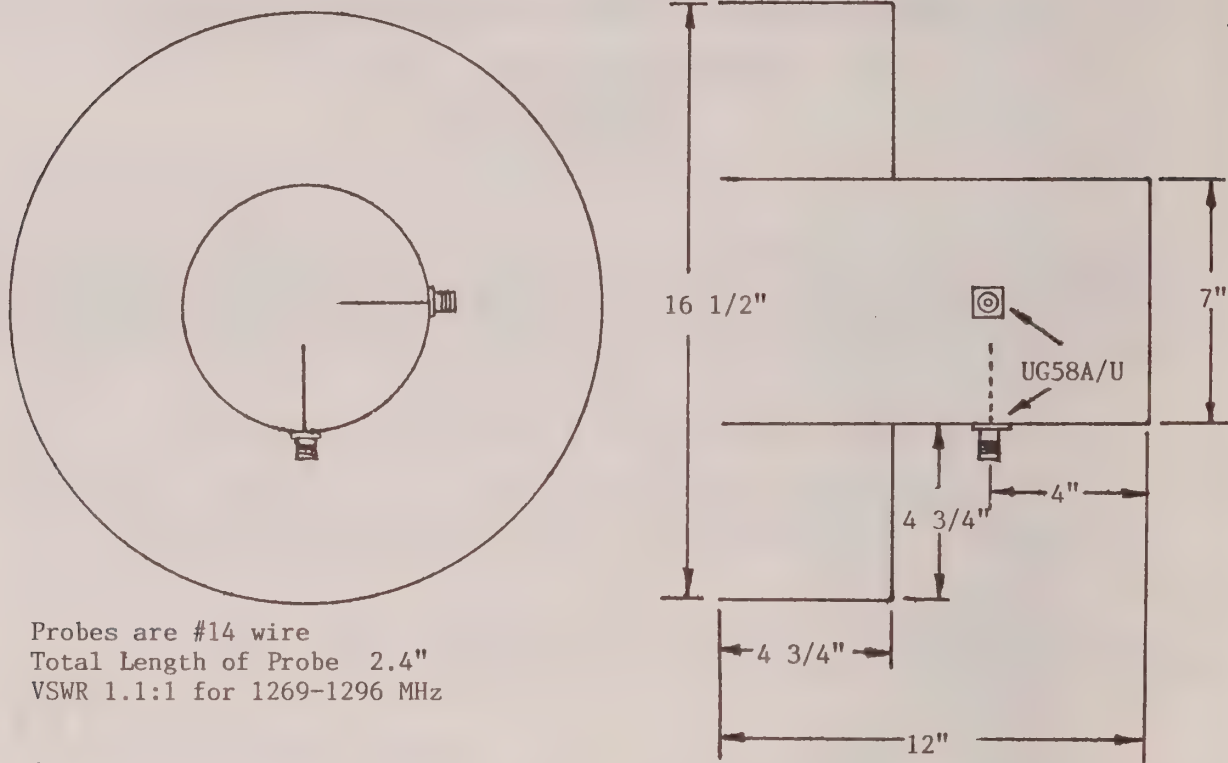


FIGURE 1 23 cm FEEDHORN

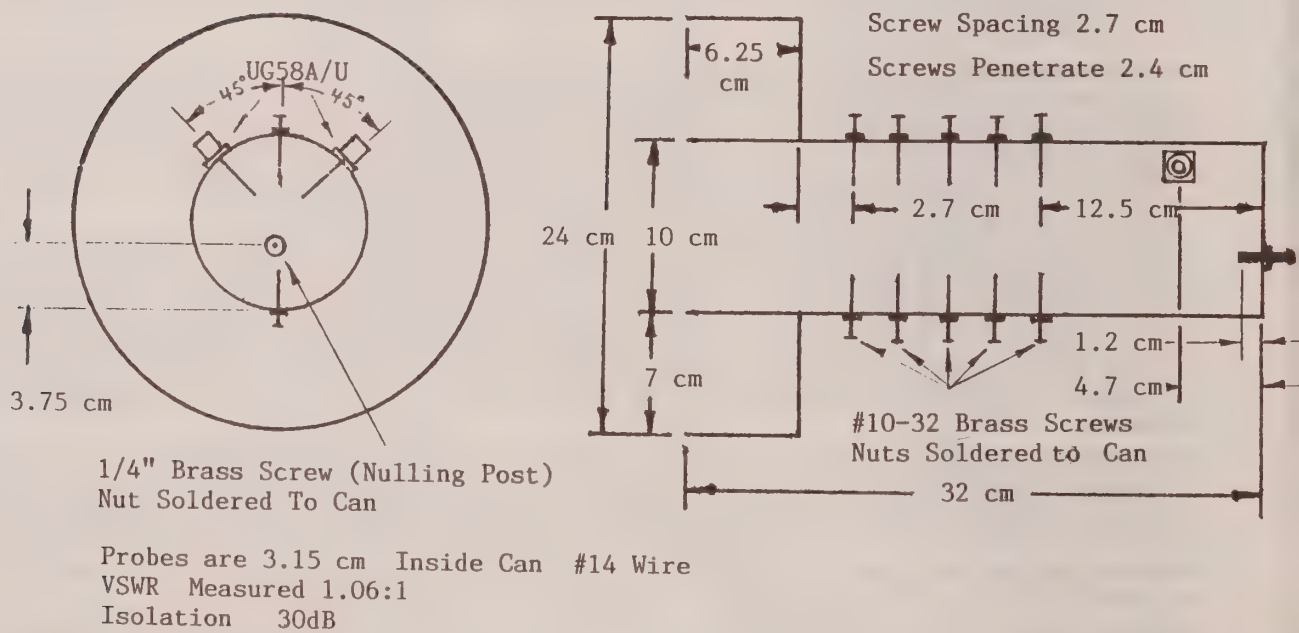


FIGURE 2 13 cm FEEDHORN

information should contact the author.

A final series of checks were conducted to verify the symmetry of the radiation pattern in both the "E" and "H" planes (see Table 2). The pattern has good symmetry for f/D's of 0.50 to 0.30. It deteriorates for an f/D of 0.25 but this is significantly better than conventional dish feeds. It was not checked further since this is the range most commonly found in commercial antennas.

TABLE 2  
"E" AND "H" BEAM WIDTHS VS. f/D SETTINGS (LOW NOISE)

|                                                            |              | FOCAL LENGTH TO DIAMETER RATIO (f/D) SETTING |         |         |         |         |         |
|------------------------------------------------------------|--------------|----------------------------------------------|---------|---------|---------|---------|---------|
|                                                            |              | 0.5                                          | 0.45    | 0.40    | 0.35    | 0.30    | 0.25    |
| B<br>E<br>A<br>M<br><br>W<br>I<br>D<br>T<br>H<br><br>(Deg) | 3 dB<br>E/H  | 75/82                                        | 76/84   | 81/81   | 85/90   | 101/97  | 117/102 |
|                                                            | 10 dB<br>E/H | 121/130                                      | 121/130 | 133/137 | 156/138 | 174/147 | 195/147 |

DUAL DIPOLE FEED

Finally a comment on the use of a dual dipole EIA standard gain antenna for dish feeds (2 dipoles, 1/2 WL spacing, spaced 1/4 WL from a 1 WL sq. reflector). The dual dipole feed will provide a total illumination taper (including space loss) for various f/D dishes as shown in table 3.

TABLE 3  
ILLUMINATION TAPER VS. f/D FOR DUAL DIPOLE FEED

|                              | FOCAL LENGTH TO DIAMETER RATIO (f/D) |      |      |       |      |       |
|------------------------------|--------------------------------------|------|------|-------|------|-------|
|                              | 0.60                                 | 0.55 | 0.50 | 0.45  | 0.40 | 0.35  |
| Angle Subtended by Dish (dB) | 88                                   | 98   | 108  | 119   | 132  | 143   |
| Space Attenuation (dB)       | 1.4                                  | 1.75 | 2.1  | 2.6   | 3.1  | 3.75  |
| Feed Taper                   | 6.0                                  | 7.75 | 9.5  | 11.75 | 15   | 18.75 |
| Total Illumination Taper     | 7.4                                  | 9.5  | 11.6 | 14.35 | 18.1 | 22.5  |

For EME or satellite applications, the optimum f/D is approximately 0.45. For maximum gain, the optimum f/D is 0.55.

In order to use this feed for deeper dishes, the spacing between the dipoles and from the ground plane must be reduced. Reduction of the ground plane size will not change the beam width significantly, but the patterns' sidelobe level will deteriorate, which is undesirable for EME work.



### Deutsche Fassung:

Seitdem industriell gefertigte Parabolspiegel für TV preiswert zu haben sind, ist das Interesse für Speise-Antennen für diese 'tiefen' Spiegel mit einem F/D-Verhältnis von weniger als 0,4 gewachsen. Die ersten Ausführungen für 23 und 13 cm wurden von mir bereits 1987 beschrieben. Viele Stationen benutzen diese Erreger mit ausgezeichneten Resultaten.

In diesem Beitrag werden weiterentwickelte Rundhörner mit Skalar-Ringen beschrieben, die sich an die im kommerziellen Bereich verwendeten Hörner konstruktiv anlehnen. Tabelle 1 zeigt alle relevanten Daten. Der Skalar-Ring bewirkt, daß das Rundhorn einen nahezu gleichen Öffnungswinkel sowohl in der E- als auch in der H-Ebene hat. Normalerweise sind Rundhörner sehr unterschiedlich in diesen Öffnungswinkeln und daher nur schlecht zur Ausleuchtung von Spiegeln geeignet.

Es wird jeweils eine 'Low Noise' Version und eine auf maximale Verstärkung ('Maximum Gain') ausgelegte Version sowohl für 23 cm als auch für 13 cm angegeben. Die 'Low Noise' Version ist besonders für EME-Amateure geeignet. Die Randausleuchtung des Spiegel (incl. Freiraumdämpfung) beträgt 13 - 14 dB. Damit wird ein guter Kompromiß zwischen Nebenzipfelfreiheit (= wenig Rauschaufnahme von der warmen Erde) und Gewinn erreicht. Die alternative 'Maximum Gain' Version erzeugt die übliche Randausleuchtung von - 10 dB. Diese ist nur für Spiegel mit einem F/D von größer als 0,25 erreichbar. Die empfohlene Skalar-Ring Position basiert auf genauen Messungen des Öffnungswinkels in der E-Ebene. Da der Öffnungswinkel in der H-Ebene leicht abweicht, können noch geringe Optimierungen durch Verändern der empfohlenen Masse erreicht werden.

Das 23 cm Horn hat ein VSWR von 1:1,11 bei 1269 und 1296 MHz mit einem Minimum von 1:1,06 bei 1283 MHz. Die Anpassung ändert sich nur wenig bei Verschieben des Skalar-Ringes. Die Länge des Strahlers (61 mm lang bei 1,6 mm Durchmesser) funktioniert für F/D-Verhältnisse von 0,35 bis 0,45. Zu kleineren F/D-Verhältnissen verschlechtert sich das VSWR, da der Skalar-Ring eine andere Position hat. Z.B. sitzt der Skalar-Ring bei einem F/D von 0,25 ca. 28 mm vom Ende des Horns. Damit verschlechtert sich das VSWR auf 1296 MHz auf 1:1,25, während es bei 1240 MHz wieder einen Wert von 1:1,06 aufweist. Diese Verstimmung kann durch Kürzen des Strahlers ausgeglichen werden. Eine alternative Methode besteht darin, Abstimmuschrauben auf der gegenüber liegenden Seite zu installieren (Vorschlag von WB0QMN).

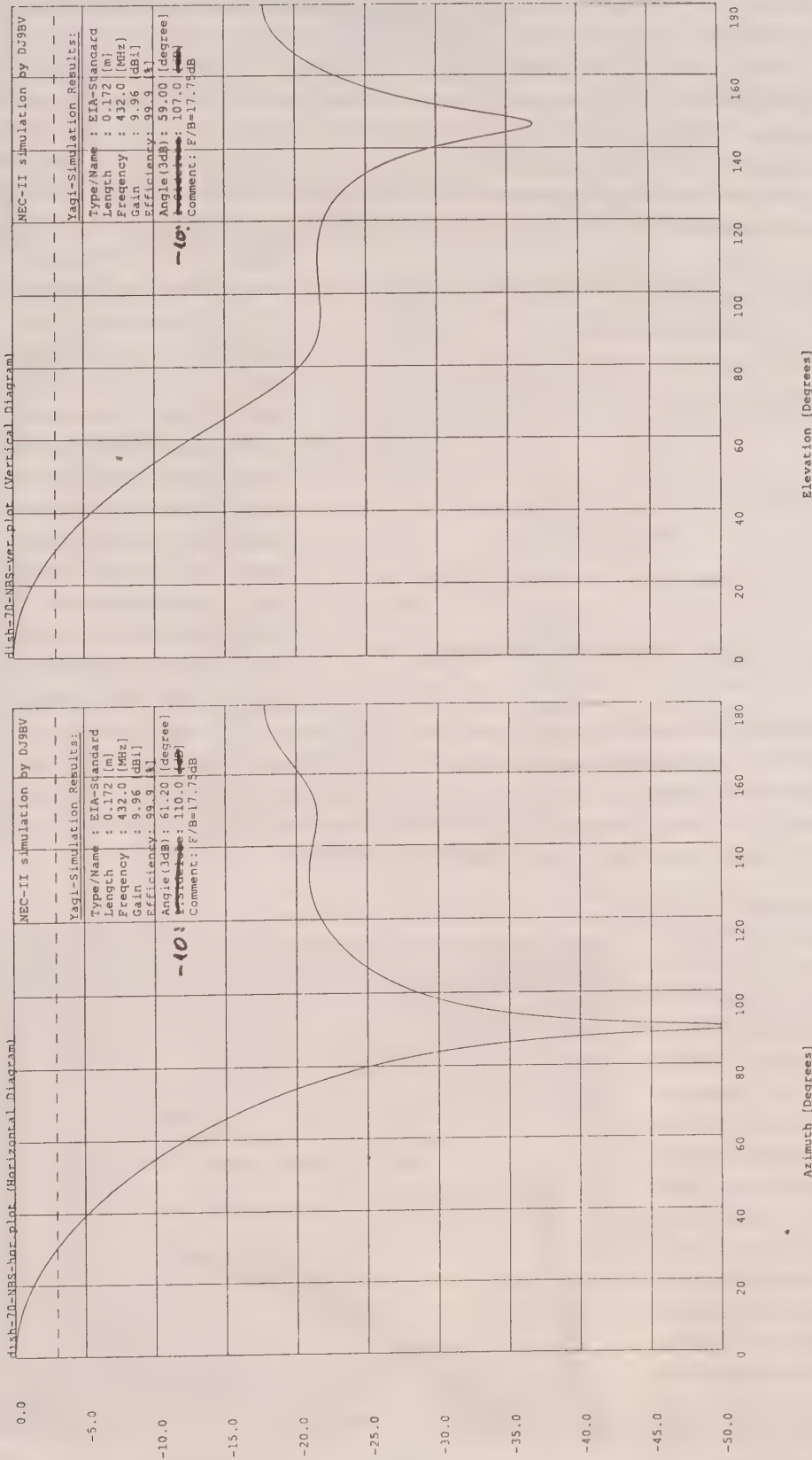
Der Skalar-Ring Erreger kann im Prinzip für jede Frequenz gebaut werden. Wichtig ist, daß alle Abmessungen im Verhältniss verändert werden. Die Länge des Viertelwellen-Strahlers muß eventuell auf minimales VSWR angepaßt werden.

Aufmerksame Leser werden feststellen, daß die 23 und 13 cm Hörner nicht im Verhältnis 1296 zu 2304 bemaßt sind (Anmerkung: Das 13 cm Horn ist für 2304 MHz bemaßt und nicht für den europäischen Bereich um 2320 MHz). Weitergehende Informationen sind direkt beim Author erhältlich.

Zur Überprüfung wurden die Diagramme sowohl in der E- als auch in der H-Ebene vermessen (siehe Tabelle 2). Für F/D-Verhältnisse im Bereich von 0,5 bis 0,3 zeigen die Diagramme eine ausgezeichnete Symmetrie, die erheblich besser als mit normalen Zylinder-Hörnern ist. Damit ist der Aufwand des zusätzlichen Skalar-Ringes gerechtfertigt.

Zum Schluß noch ein paar Bemerkungen zur Eignung der EIA-Gewinn-Referenz (2 Dipole im Abstand von  $\lambda/2$  gestockt vor einer Reflektorplatte). Dieser 'Dual-Dipole-Feed' wird gerne auf 432 MHz als Erreger von Spiegeln benutzt, da er ein relativ symmetrisches Diagramm zeigt (Bild 3) zeigt. Die Randausleuchtung mit diesem Erreger für die gebräuchlichen F/D-Verhältnisse ist in Tabelle 3 angegeben. Man kann leicht sehen, daß für EME ein F/D-Verhältnis von 0,45 optimal ist (Randausleuchtung = 14,35 dB), während für maximalen Gewinn ein F/D-Verhältnis von 0,55 anzustreben ist (Randausleuchtung = 9,5 dB).

FIGURE 3 (Bild 3): Diagramm EIA-Referenz Antenne/ Dual Dipole Feed



# DL6WU-Yagi for 2320 MHz

Rainer Jaeger, DC3XY  
Breslauer Str. 4  
D-2086 Ellerau

In the following a 13 cm Yagi, which has been patterned in a DL6WU-Design, is described and some performance data are given. The main problem, to build a yagi on 13 cm, which performs well, is to construct a well matched folded dipole and to determine the correct lengthening factor for the elements besides using the proven DL6WU-design. Even with a boom size of only 10 mm the boom has a considerable electrical length of 0.078 wavelength (that's a 54 mm boom on 432

MHz!). First, a lengthening of 68%, i.e. 6.8 mm, had been estimated from DL6WU's curves [1], but after extensive gain comparisons a lengthening factor of 8 mm has been found more appropriate. The second construction problem had been the construction of the folded dipole. It can be seen (Figure 1), that the mechanical dimensions of the folded dipole are somewhat small. After some experimentation the final form and dimensions of dipole and balun, which is made from .141 semi rigid, had been found (See Figure 2 for view of dipole assembly).

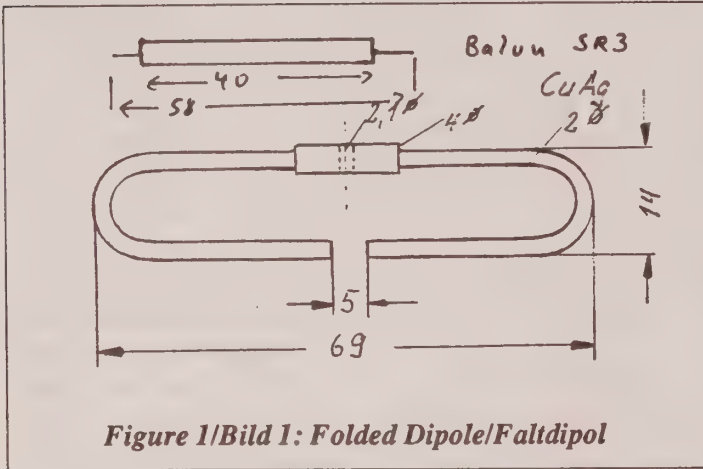


Figure 1/Bild 1: Folded Dipole/Faltdipol

The final length of the antenna was chosen with 1975 mm, which is an electrical length of 15.3 wavelength. The expected gain is more than 18 dBD. Element diameter is 2.4 mm or 0.019 wavelengths. For the elements 2.3 mm holes have to be drilled through the boom. The elements are driven through the boom. Because of the noninsulated mounting the whole antenna has to be painted with 2-component epoxy paint against corrosion.

Die Konstruktion einer 13 cm Yagi hat zwei schwierige Punkte: Zum einen ist es schwierig den korrekten Verkürzungsfaktor für den Boom zu finden, wenn man die Elemente leitend montiert. Selbst bei einem Boombdurchmesser von nur 10 mm hat dieser schon eine elektrische 'Dicke' von 0,078 Lambda, das entspricht z.B. einem Boom-Durchmesser von 54 mm auf 432 MHz. Zum anderen ist der Faltdipol für eine solche Antenne schon sehr klein (Bild 1) und wird eben-

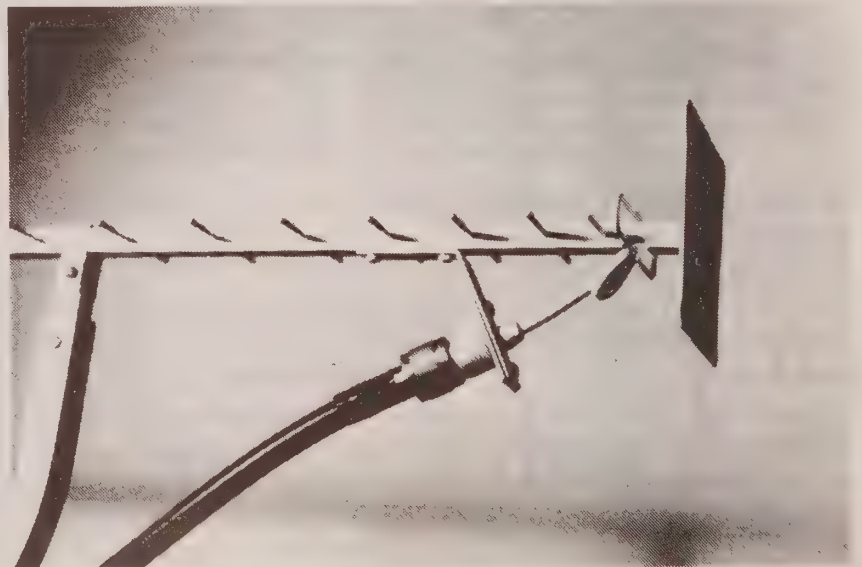


Figure 2/Bild 2: View of Folded Dipole/Assembly



falls vom metallischen Boom beeinflusst. Zur Lösung dieser Probleme ist man auf Experimentieren angewiesen. Nach Bau verschiedener Testmodelle ergab sich ein Verkürzungsfaktor von 8 mm für einen 10 mm Boom und als weiteres Ergebnis die Abmessungen von Dipol und Balun, der aus 3 mm Semi-Rigid Kabel gefertigt wird. Diese Werte ergeben eine hervorragende Anpassung der Antenne, die ein VSWR von 1:1,08 zeigt, wie bei einer Messung mittels eines HP8753A Netzwerkanalysators festgestellt wurde (Bild 3). Die Länge der Antenne wurde mit 1,975 m festgelegt, was einer elektrischen Länge von 15,3 Lambda entspricht. Damit beträgt der Gewinn mehr als 18 dBD.

**Antennenabmessungen/Dimensions:**

|                         |                                                                     |                |                          |                         |
|-------------------------|---------------------------------------------------------------------|----------------|--------------------------|-------------------------|
| <b><u>Boom:</u></b>     | 10x10x1 mm AlMgSi, 2000 mm lang                                     |                |                          |                         |
| <b><u>Elemente:</u></b> | 2,4mm Durchmesser/Diameter AlMg3 leitend verbunden/conducting mount |                |                          |                         |
| <b>Typ</b>              | <b>Länge</b>                                                        | <b>Abstand</b> | <b>Position</b>          | <b>Bemerk.</b>          |
| Reflektor               | *                                                                   | 0              | 0                        | Platte 84x84 mm (Plate) |
| Dipol                   | Bild1                                                               | 24             | 24                       | 2 mm CuAg               |
| D1                      | 61                                                                  | 10             | 34                       | ( Balun UT-1YA )        |
| D2                      | 60                                                                  | 23             | 57                       |                         |
| D3                      | 59                                                                  | 28             | 85                       |                         |
| D4                      | 58,5                                                                | 33             | 118                      |                         |
| D5                      | 58                                                                  | 36             | 154                      |                         |
| D6                      | 57                                                                  | 39             | 193                      |                         |
| D7                      | 56,5                                                                | 41             | 234                      |                         |
| D8                      | 56                                                                  | 43             | 277                      |                         |
| D9                      | 56                                                                  | 45             | 322                      |                         |
| D10                     | 55,5                                                                | 47             | 369                      |                         |
| D11                     | 55                                                                  | 48             | 417                      |                         |
| D12                     | 55                                                                  | 50             | 467                      |                         |
| D13                     | 54,5                                                                | 52             | 519                      |                         |
| D14                     | 54,5                                                                | 52             | 571                      |                         |
| D15,16                  | 54,0                                                                | 52             | 623,675                  |                         |
| D17,18,19               | 53,5                                                                | 52             | 737,779,831              |                         |
| D20,21,22,23            | 53,0                                                                | 52             | 883,935,987,1039         |                         |
| D24,25,26,27            | 52,5                                                                | 52             | 1091,1143,1195,1247      |                         |
| D28,29,30,31,32         | 52,0                                                                | 52             | 1299,1351,1403,1455,1507 |                         |
| D33,34,35,36,37         | 51,5                                                                | 52             | 1559,1611,1663,1715,1767 |                         |
| D38,39,40,41            | 51,0                                                                | 52             | 1819,1871,1923,1975      |                         |

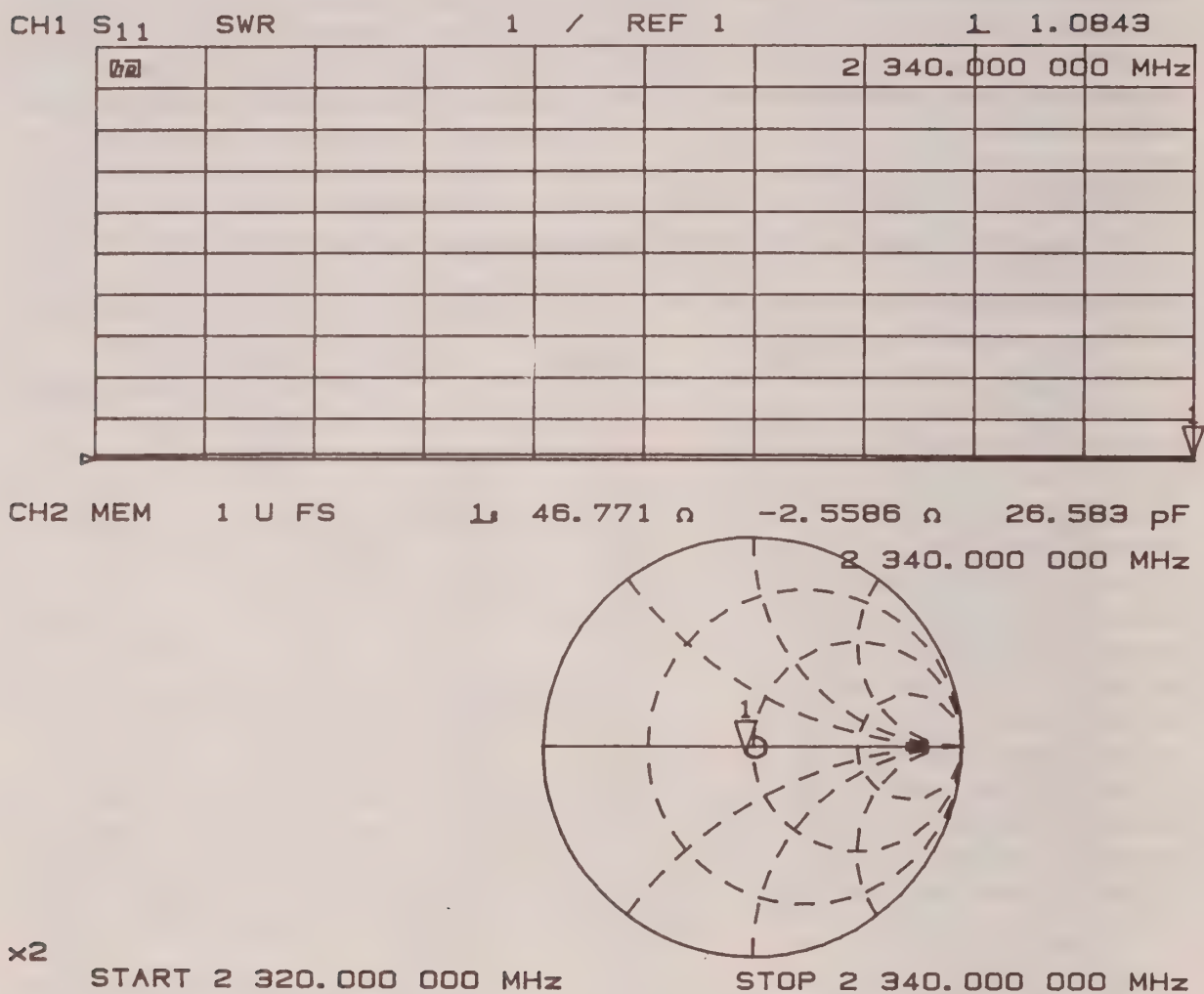
**Performance Data/Leistungsdaten @ 2320 MHz:**

|                               |                    |                |
|-------------------------------|--------------------|----------------|
| <b>Gain:</b>                  | 18.5 dBD           |                |
| <b>VSWR:</b>                  | < 1:1,1 (Figure 3) |                |
| <b>3 dB Angles:</b>           | E/17,5 degrees     | H/18,0 degrees |
| <b>F/B-Ratio</b>              | 25 dB              |                |
| <b>Stacking Distance (E)</b>  | 424 mm             |                |
| <b>Stacking Distance (H):</b> | 410 mm             |                |

**References/Literatur:**

- [1] G. Hoch, DL6WU, "Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen", UKW-Berichte 1/1977, S. 27 - 32
- [2] G. Hoch, DL6WU, "Extrem lange Yagi-Antennen", UKW-Berichte 1/1982, S. 3 -11

**Figure 3/Bild3: VSWR Diagramm**



# Yagi-Antennas for 144 MHz

**Rainer Bertelsmeier, DJ9BV**

## **1. Design**

Um hohen Gewinn, einfachen Aufbau und einfache Speisung mit breitbandig niedrigen VSWR zu erreichen, wurde beim Design der vorliegenden Antennen auf das Entwurfsprinzip von DL6WU ([3],[4],[5]) zurueckgegriffen. Die Grafik in Bild 1 zeigt, dass weder kommerzielle noch Selbstbau-Antennen den Gewinn dieser Antennen bei gleicher Boomlaenge uebertreffen. Diese ausgezeichneten Eigenschaften wurden durch "Bearbeitung" der aus dem DL6WU-Entwurfsprinzip resultierenden Antennenabmessungen mit Hilfe eines Antennen-Simulationsprogramms ([2]) erreicht. Damit konnten sowohl das Diagramm - z.B. das F/B-Verhaeltnis - und der Gewinn geringfuegig gegenueber dem Original verbessert werden. Die guenstigen Eigenschaften des DL6WU-Designs konnten dabei erhalten werden. Diese sind:

- Gewinn-Maximum oberhalb der Entwurfsfrequenz. Daraus folgt Unempfindlichkeit gegen Naesse und gegen leichte Vereisung.
- 50 Ohm Fusspunkt-Impedanz erlaubt einfache Speisung mit Faltdipol ohne spezielle Anpass-Schaltungen.
- Breitbandige Gewinn-Kurve. Deswegen "verzeiht" die Antenne Toleranzen in den Abmessungen oder sogar teilweise abgebrochene Elemente.
- Maximaler Gewinn bei gegebener Baulaenge. Siehe Bild 1!
- Erstklassiges Diagramm. Siehe Bilder 5-9.
- Die Allgemeinguetlichkeit des Designs erlaubt Antennen mit beliebiger Laenge. Der Gewinn steigt monoton mit der Boomlaenge. Das F/B-Verhaeltnis schwankt periodisch zwischen 17 und mehr als 30 dB.

Die Vorzuege des DL6WU-Designs werden inzwischen auch von einer Reihe von kommerziellen Herstellern genutzt. Dazu gehoeren in USA die Firmen KLM, High-Gain, M2 (K6MYC) und in DL die Firmen Konni und HAG. Wie frappant sich ein verbessertes Design auswirkt, zeigt das Beispiel der High-Gain 215 B aus dem Jahre 1978, die 1,3 dB weniger Gewinn hat als die nach DL6WU gebaute neue High-Gain 215DX, die genau auf der Gewinn-Kurve des DL6WU-Designs liegt.

## **1. Design**

To achieve the best performance currently possible these antennas have been designed according to the design procedure of DL6WU ([3],[4],[5]), which has been described some ten years ago. Additionally modern computer technology has been used to tweak these designs for even better performance, without losing the inherent properties of the DL6WU-Design, which are:



- Frequency for maximum gain is higher than design frequency. That cares for insensivity against wet elements and light icing.
- 50 ohms impedance allows simple feed structure with folded dipole without any special matching systems.
- Broadband gain characteristic 'forgives' construction tolerances and even partial broken elements with only a vanishing small sacrifice in gain.
- Maximum gain for a given boom length.
- Pattern with low sidelobes. See figures 5 to 9.
- General design procedure allows design of yagi-antennas with any boom length greater than two wavelengths. Gain increases monotonically with boom length. The F/B-ration varies periodically between 17 and 30 dB

The NEC-II simulation software ([2]) has been used to fine tune the dimensions for even higher gain and lower sidelobes, especially for the back lobe level. The results justify this approach. Gain is better than any commercial antenna on the market (see figure 1) and patterns are superiour (See figures 5 - 9). So the home builder can take advantage of this design and will be able to construct one of the finest antenna systems possible.

The advantages provided by using the well proven DL6WU-design have been recognized by some of the commercial antenna companies also. Stateside the DL6WU-design is used by KLM, High-Gain and M2 (K6MYC). In DL the design is used by Konni and HAG. A very suggestive example for the superiourity of DL6WU's design is the old HighGain 215B which achieves about 1.3 dB less gain than the modern HighGain 215DX, which has been patterned in the DL6WU-design. A counter example is given by the M2-5WL, which shows that using the DL6WU-design is not sufficient for best gain. This antenna seems to be 'tweaked' too much by computer optimizing. It is about 0.2 dB down from the available gain.

The following table shows the broadband characteristic:

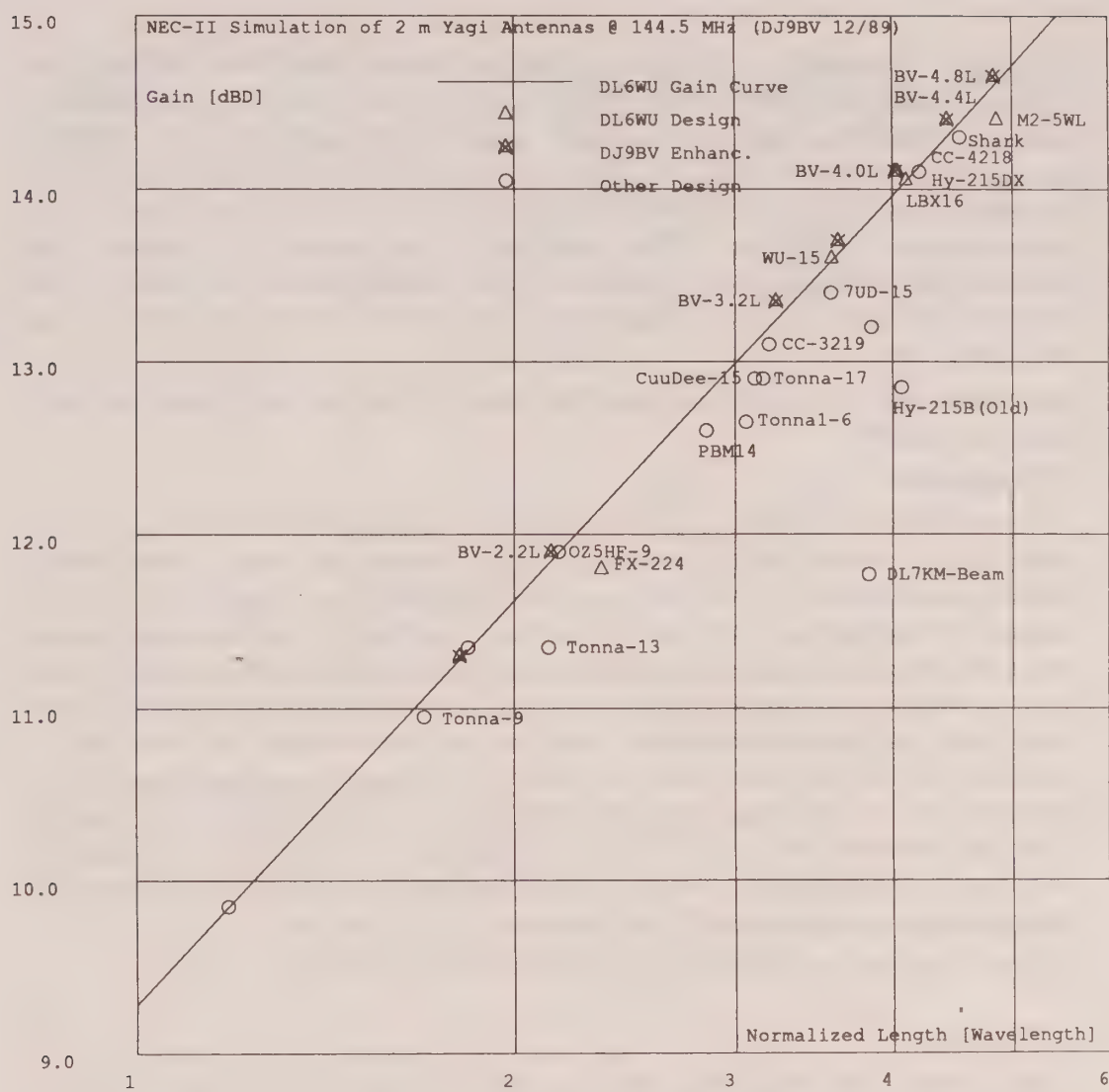
Table 1: Frequency characteristic of DJ9BV yagis

Design-Frequency: 145.0 MHz

Frequency/Gain characteristic:

| Type: DJ9-2-4.4λ |       |       |       |       |       |
|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                  | 144.0 | 144.5 | 145.0 | 145.5 | 146.0 |
| Gain [dBD]       | 14.3  | 14.4  | 14.45 | 14.45 | 14.35 |
| F/B [dB]         | 18.8  | 20.8  | 22.9  | 23.4  | 21.3  |

Feed-Point Impedance: 200/50 Ohm with folded dipole and w/ Balun



Bild/Figure 1: Gewinn von 2 m Yagis/Gain of 144 MHz Yagis

2. Konstruktion/Mechanical Data

Die Antennenkonstruktion ist relativ einfach. Die Elemente werden isoliert montiert. Das geschieht mit Hilfe von Nylon-Nieten, die aussen 6 mm und innen 3,8 mm Durchmesser haben. Diese werden beidseitig in 6 mm Loecher, die durch den Boom gebohrt werden, gesteckt und die Elemente mit 4 mm Durchmesser werden mit einem Hammer durch die Niete getrieben (Siehe Bild 4). Bei der Dipolkonstruktion ist darauf zu achten, dass Anschlussbuchse, Balun und die Enden des Dipols moeglichst induktivitaetsarm miteinander verbunden werden. Das erreicht man am einfachsten durch ein

U-foermiges Halteblech mit 2 Loechern fuer den Balun. Dieser wird mit dem Halteblech verloetet und dieses an die N-Buchse angeschraubt. Damit ist eine induktivitaetsarme Verbindung der Balun-Enden untereinander und mit der N-Buchse gewaehrleistet (Bild 3). Der Balun selbst besteht aus RG142B/U Teflonkabel, das doppelt abgeschirmt ist und eine Belastbarkeit von 800 W Dauerleistung auf 2 m hat. Von minderwertigen Kabeln wie RG58 oder RG213 ist Abstand zu nehmen. Eine Erhoehung des VSWR waere die Folge. Bei richtig konstruiertem Dipol ist das VSWR bei 144.5 MHz unter 1,2. Der Verlauf ist sehr breitbandig. Erst bei 146 Mhz wird ein Wert von 1,5 erreicht.

Alles andere wie Mast-Klammern oder Unterzuege bleiben der Kreativitaet des Nachbauers ueberlassen.

## **2. Construction**

The construction of antenna is straightforward. Elements are mounted in an isolated fashion via nylon-rivets through the boom. Figure 4 shows the details. After inserting the nylon rivets in both sides of the boom the element is driven through the boom by a hammer. In building the folded dipole you have to achieve a low inductance connection of the balun ends and the input N-connector. This can be accomplished by a small U-type mounting plate made from brass (Figure 3). This plate connects the ends of the balun, which are soldered with their sleeve, and the N-connector. The balun itself is made from RG142B/U cable, which is doubly shielded and has a power capability of 800 Watts on 2 m. Inferiour cables like RG58 or RG213 should not be used because of the low shielding rate of these cables. In this case the VSWR will be deteriorated. With correctly built dipole the VSWR will be less than 1.2 at 144.5 MHz. The VSWR characteristic is very broadband. It will increase to 1.5 at 146 MHz.

With anything else like mast clamps or support boom you are on your own side.

## **3. Stockung**

In der Tabelle "Electrical Data" sind fuer alle Antennen die optimalen Stockungsabstaende angegeben. Diese Abstaende ergeben fuer beliebige Gruppen (2,3,4 usw.) den maximalen Gewinn. Dabei sind die Stockungszipfel ca. -11,5 dB unterdrueckt und der Stockungsgewinn betraegt ca. 2,9 dB pro Verdopplung. Das kann man sehr schoen in Bild 9 erkennen, welches das Diagramm fuer eine 4-er Gruppe von DJ-2-4.0 zeigt. Der Stockungsgewinn betraegt 5,9 dB und der Gesamtgewinn fast 20 dBD. Der zulaessige Bereich fuer den Stockungsabstand betraegt zwischen 80 und 105 % des in der Tabelle angegebenen Abstandes.

## **3. Stacking**

The stacking distances shown in the table 'electrical data' are for optimum gain. Stacking gain is about + 2.9 dB for a pair and stacking sidelobes are down - 11.5 dB. This can be seen in Figure 9, which shows the pattern for 4 times DJ9-2-4.0 with a stacking gain of 5.9 dB, stacking sidelobes of - 11.5 dB and a total gain of 20 dBD. The range of valid stacking distances is between 80 and 105 percent of those values specified in the table.



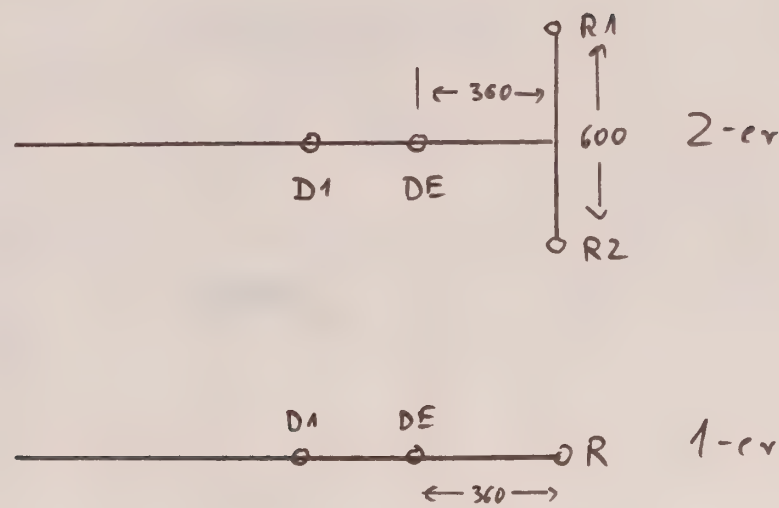


Bild2/Figure 2: (Reflector arrangement)

4. Electrical data (@ 144.5 MHz)

Gain figures include 0.1 dB loss for RG142 Teflon-Balun.

Efficiency is typically 98.2 % or 5.6 ° K for antenna without balun.

| Electrical data (Simulation by DJ9BV) |               |             |                     |                |                |                 |                 |
|---------------------------------------|---------------|-------------|---------------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|
| Type                                  | Gain<br>[dBD] | F/B<br>[db] | 1. Sidelobe<br>[dB] | E-Angle<br>[°] | H-Angle<br>[°] | E-Stack.<br>[m] | H-Stack.<br>[m] |
| DJ9-2-1.8λ                            | 11.2          | 20.2        | 19.2                | 39.0           | 44.0           | 3.10            | 2.77            |
| DJ9-2-2.1λ                            | 11.8          | 24.2        | 19.2                | 36.8           | 40.5           | 3.29            | 3.00            |
| DJ9-2-3.2λ                            | 13.25         | 20.0        | 17.3                | 31.2           | 33.50          | 3.86            | 3.60            |
| DJ9-2-3.6λ                            | 13.6          | 20.8        | 16.8                | 30.0           | 31.75          | 4.00            | 3.79            |
| DJ9-2-4.0λ                            | 14.0          | 24.3        | 17.0                | 29.0           | 30.5           | 4.14            | 3.94            |
| DJ9-2-4.4λ                            | 14.3          | 21.0        | 17.0                | 28.0           | 29.5           | 4.29            | 4.07            |
| DJ9-2-4.8λ                            | 14.6          | 22.0        | 17.2                | 27.5           | 28.8           | 4.36            | 4.17            |

5. References

[1] R. Bertelsmeier, "Gain and Performance Data of 144 MHz Antennas", DUBUS 3(1988),

[2] G.J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD 116, Vol. 1, 1981, San Diego, USA

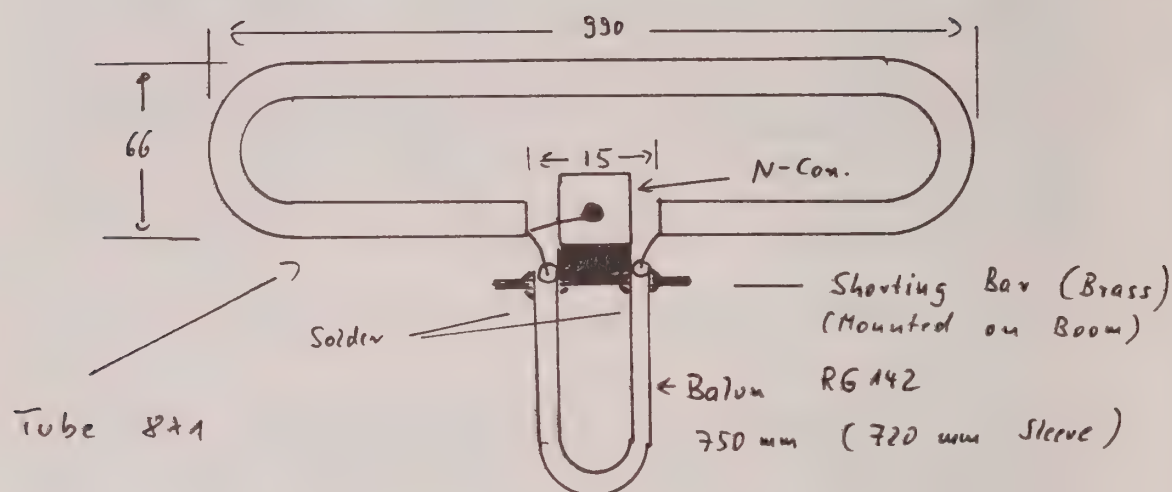


**Bild 3/Figure 3: (Folded Dipole)**

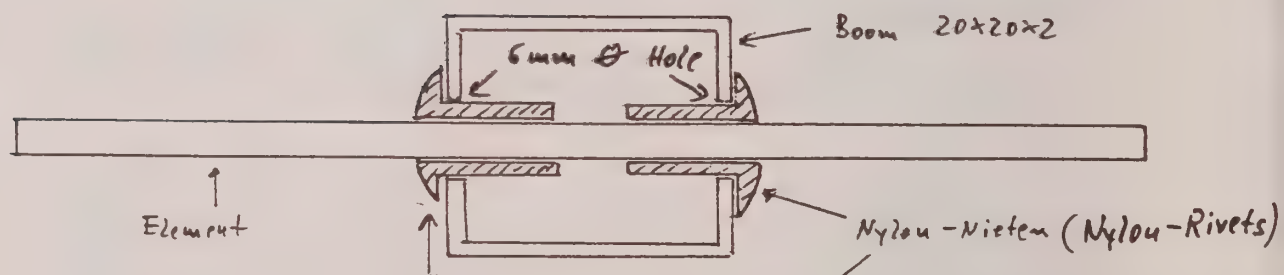


**Bild 4/Figure 4: (Element Mounting)**

[3] G. Hoch, "Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen", UKW-Berichte 17(1977), Heft 1, S.27-36

[4] G. Hoch, "Mehr Gewinn mit Yagi-Antennen", UKW-Berichte 18(1978), Heft 1, S.2-9

[5] G. Hoch, "Extrem lange Yagi-Antennen", UKW-Berichte 22(1982), Heft 1, S.3-11

| Mechanical Dimensions<br>(DJ9BV) |             |               |               |                                             |
|----------------------------------|-------------|---------------|---------------|---------------------------------------------|
| Element                          | Length [mm] | Distance [mm] | Position [mm] | Remarks                                     |
| R1..R2                           | 1083        | ---           | 0             | 2-er Reflector (4.8 $\lambda$ )             |
| R1..R2                           | 1053        | ---           | 0             | 2-er Reflector (1.8,3.2 $\lambda$ )         |
| R                                | 1030        | ---           | 0             | 1-er Reflector (2.1,3.6,4.0,4.4 $\lambda$ ) |
| DE                               | 990         | 360           | 360           | Folded Dipole:8 mm Diameter!                |
| D1                               | 950         | 165           | 525           |                                             |
| D2                               | 940         | 375           | 900           |                                             |
| D3                               | 930         | 450           | 1350          |                                             |
| D4                               | 920         | 525           | 1875          |                                             |
| D5                               | 915         | 585           | 2460          |                                             |
| D6                               | 910         | 630           | 3090          |                                             |
| D7                               | 905         | 660           | 3750          | DJ9-2-1.8 $\lambda$                         |
| D8                               | 900         | 690           | 4440          | DJ9-2-2.1 $\lambda$                         |
| D9                               | 895         | 720           | 5160          |                                             |
| D10                              | 890         | 750           | 5910          |                                             |
| D11                              | 885         | 780           | 6690          | DJ9-2-3.2 $\lambda$                         |
| D12                              | 880         | 810           | 7500          | DJ9-2-3.6 $\lambda$                         |
| D13                              | 875         | 840           | 8340          | DJ9-2-4.0 $\lambda$                         |
| D14                              | 870         | 840           | 9180          | DJ9-2-4.4 $\lambda$                         |
| D15                              | 865         | 840           | 10020         | DJ9-2-4.8 $\lambda$                         |

## Notes:

The 2.1  $\lambda$ , 3.6  $\lambda$ , the 4.0  $\lambda$  and the 4.4  $\lambda$  types have a single reflector.

The 1.8  $\lambda$ , 3.2  $\lambda$  and 4.8  $\lambda$  types have a double reflector, which has a computer-optimized length to maintain a F/B-Ratio of better than 20 dB.

Please notice the different length of the various reflectors!

Boom: 20x20x2 mm square aluminium tubing †

Elements: 4 mm diameter AlMg3 aluminium rods (i.e. welding rods!)

Driven Element: Folded Dipole 8 mm diameter 8x1 mm Al Tubing (Figure 3)

Balun: 750 mm Teflon cable RG142 B/U (Sleeve length should be 720 mm!)

Element-Mount: Nylon rivets 61PR800000 from Heyman Manufacturing (Figure 4) \*

† For larger boom diameters add 1 mm for 25 mm, 3 mm for 30 mm and 6 mm for 40 mm diameter booms to the element lengths. Booms can be constructed with different diameters mixed (Tapered booms).

\* Heyman Manufacturing GmbH, Zu den Muehlen 17, D-6300 Giessen, BRD



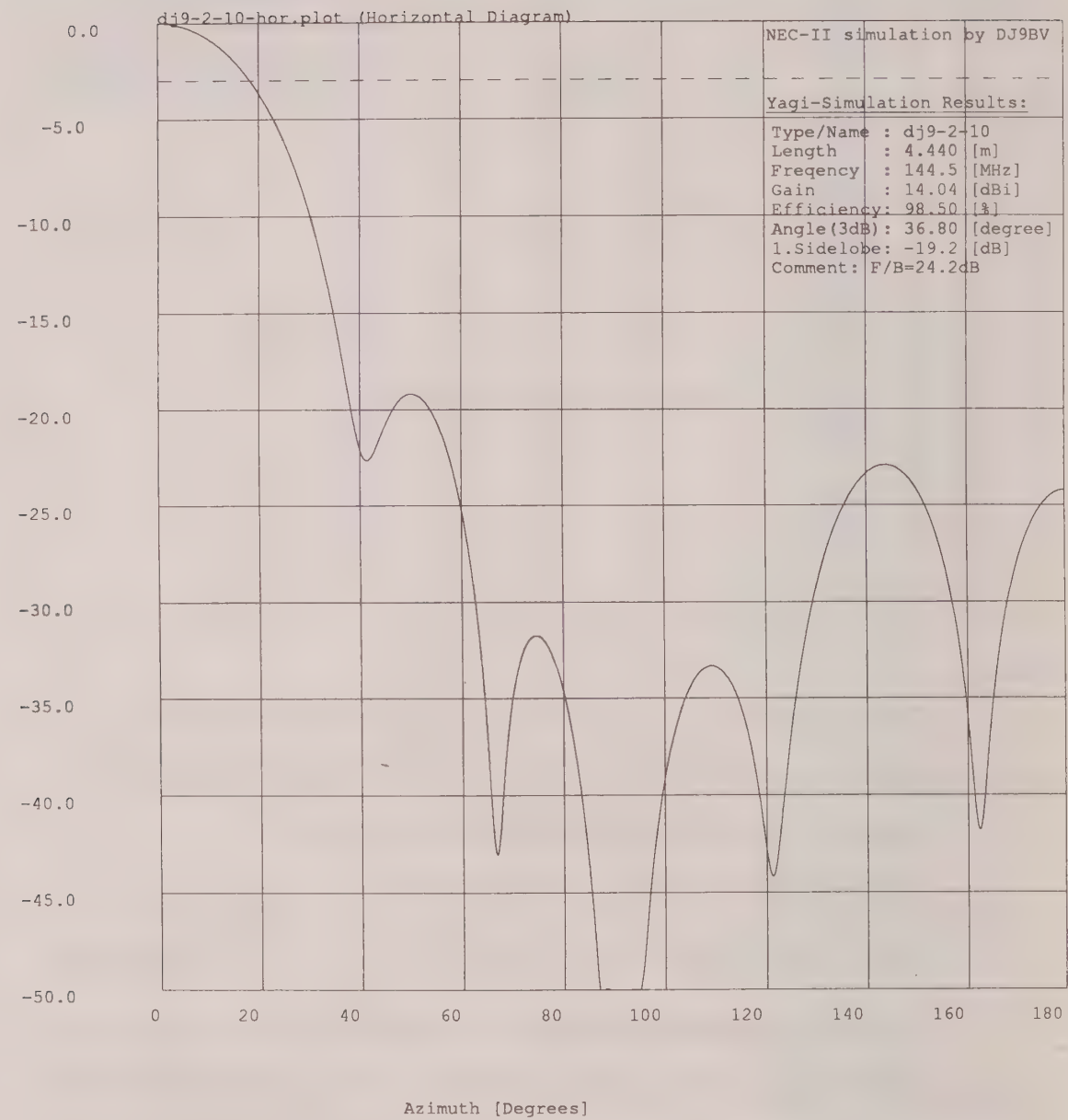


Bild 5/Figure 5 : Horizontal Diagramm/Pattern DJ9-2-2.1

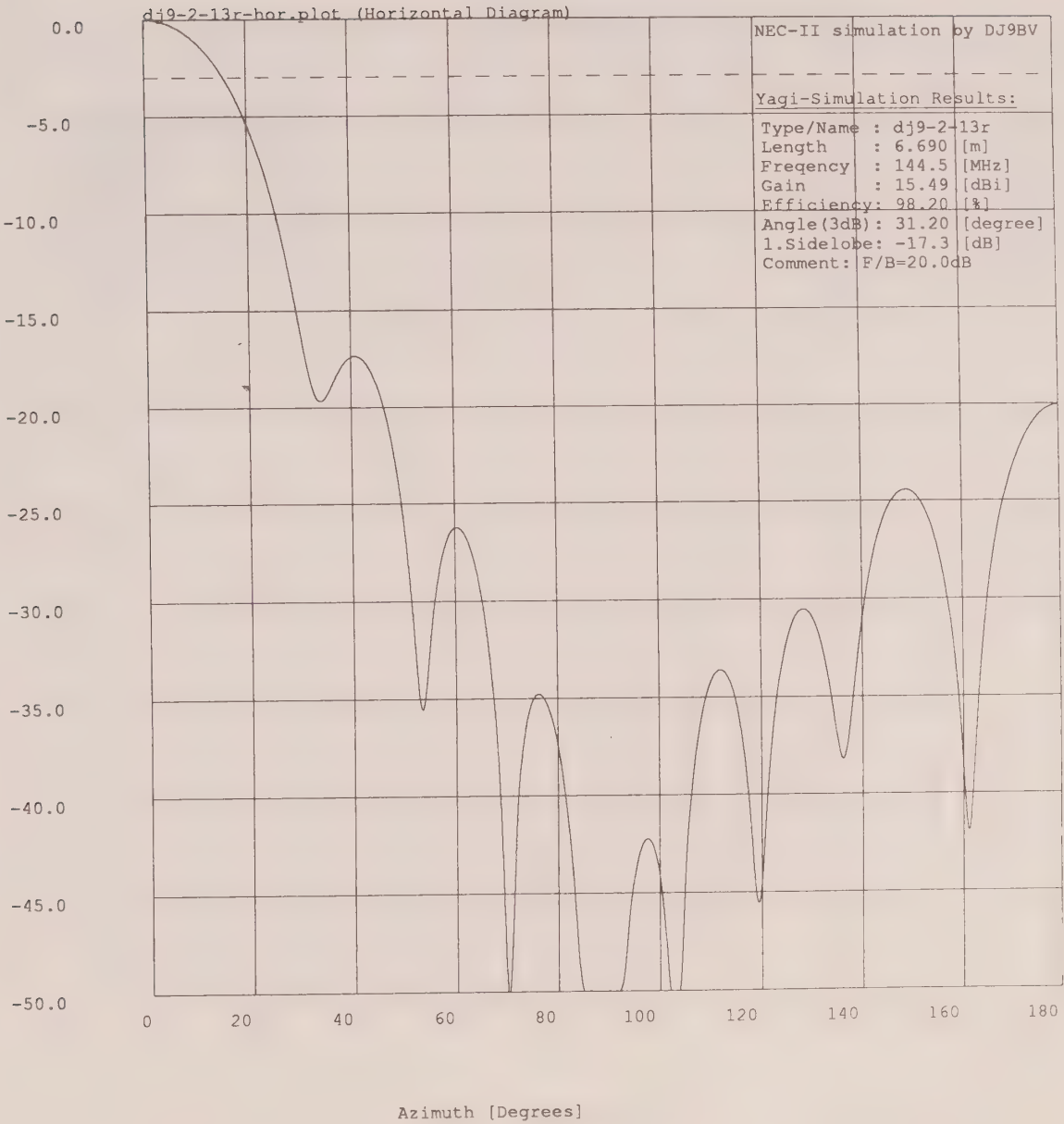


Bild 6/Figure 6 : Horizontal Diagramm/Pattern DJ9-2-3.2

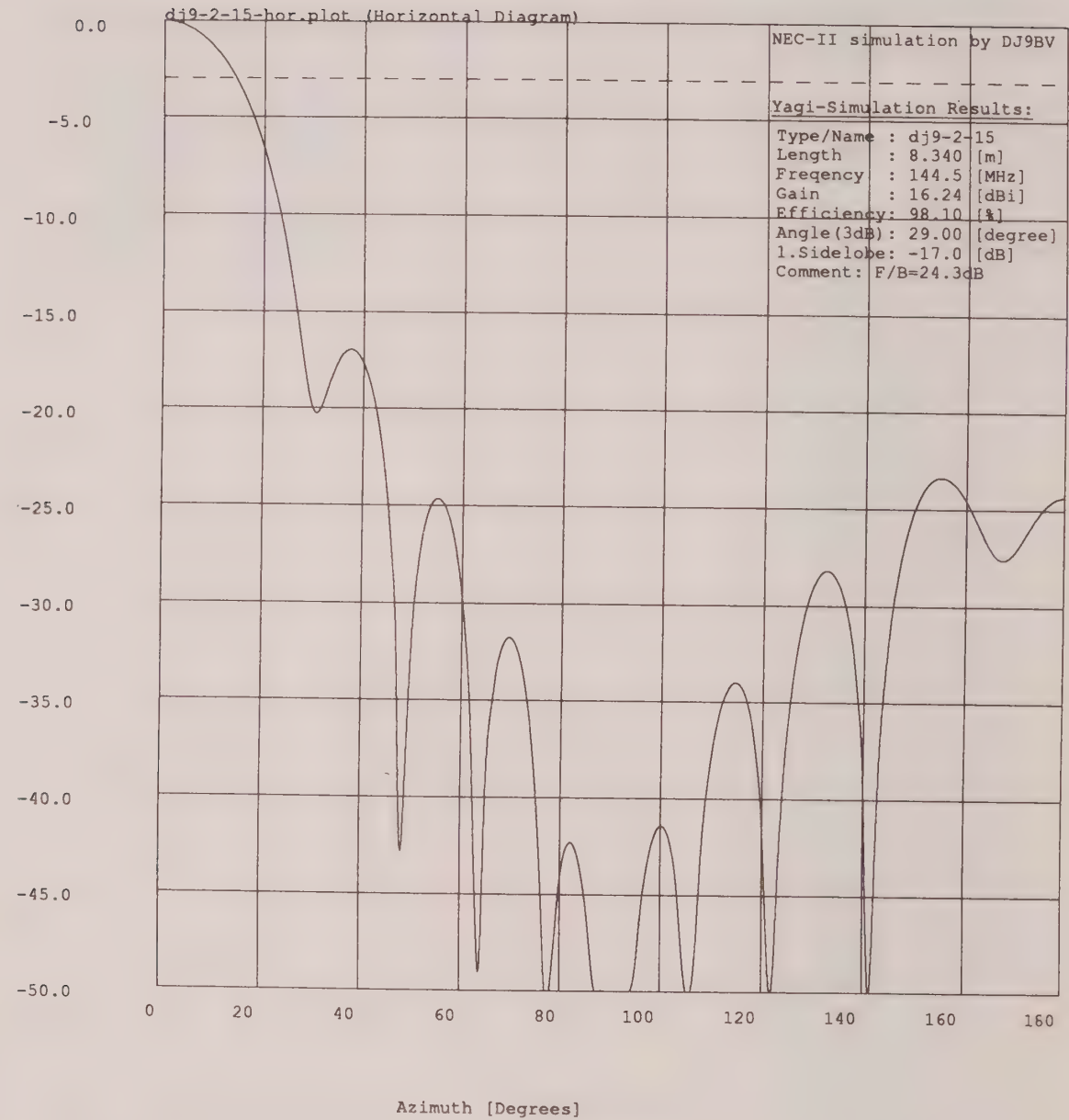


Bild 7/Figure 7 : Horizontal Diagramm/Pattern DJ9-2-4.0



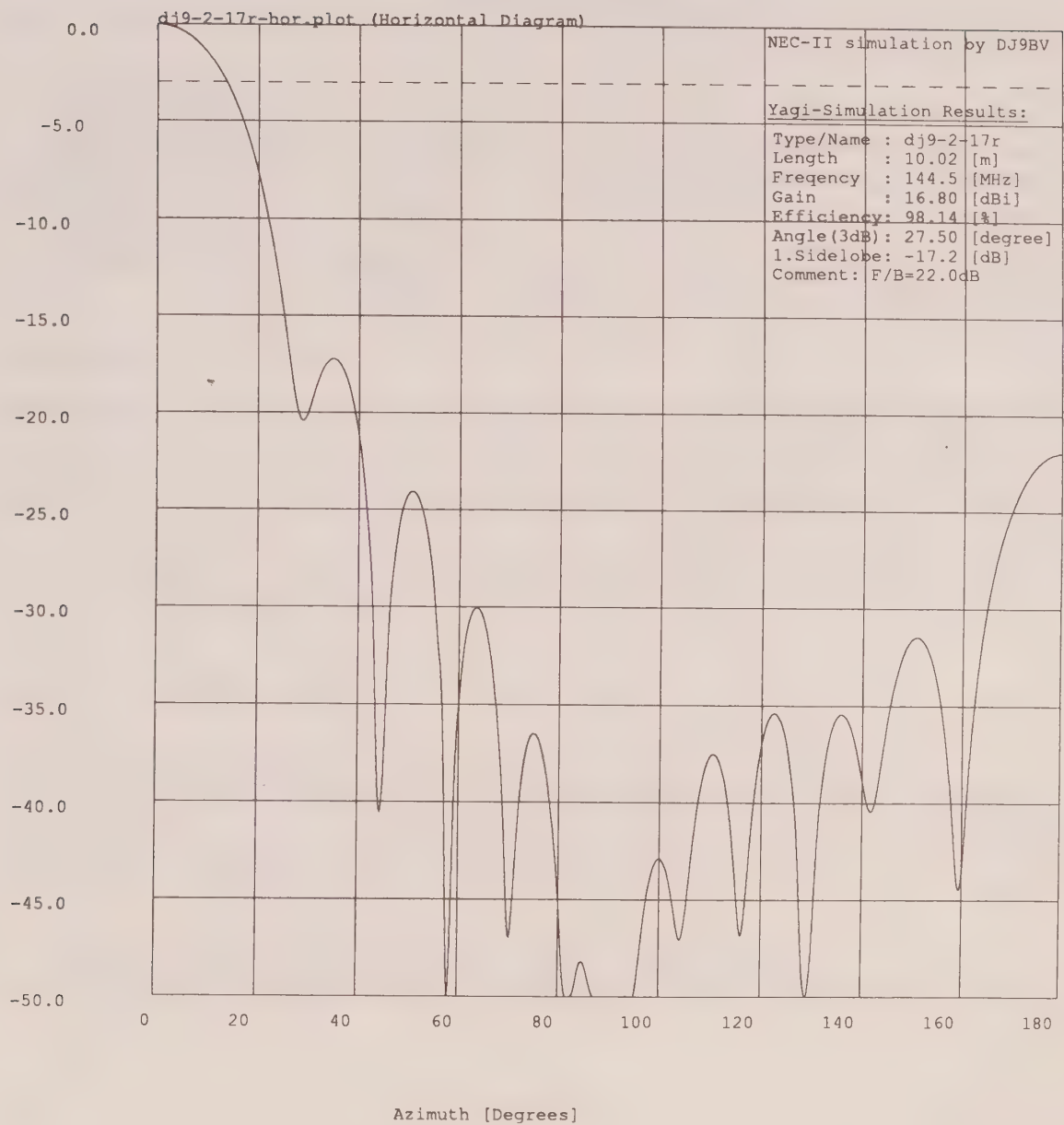


Bild 8/Figure 8 : Horizontal Diagramm/Pattern DJ9-2-4.8

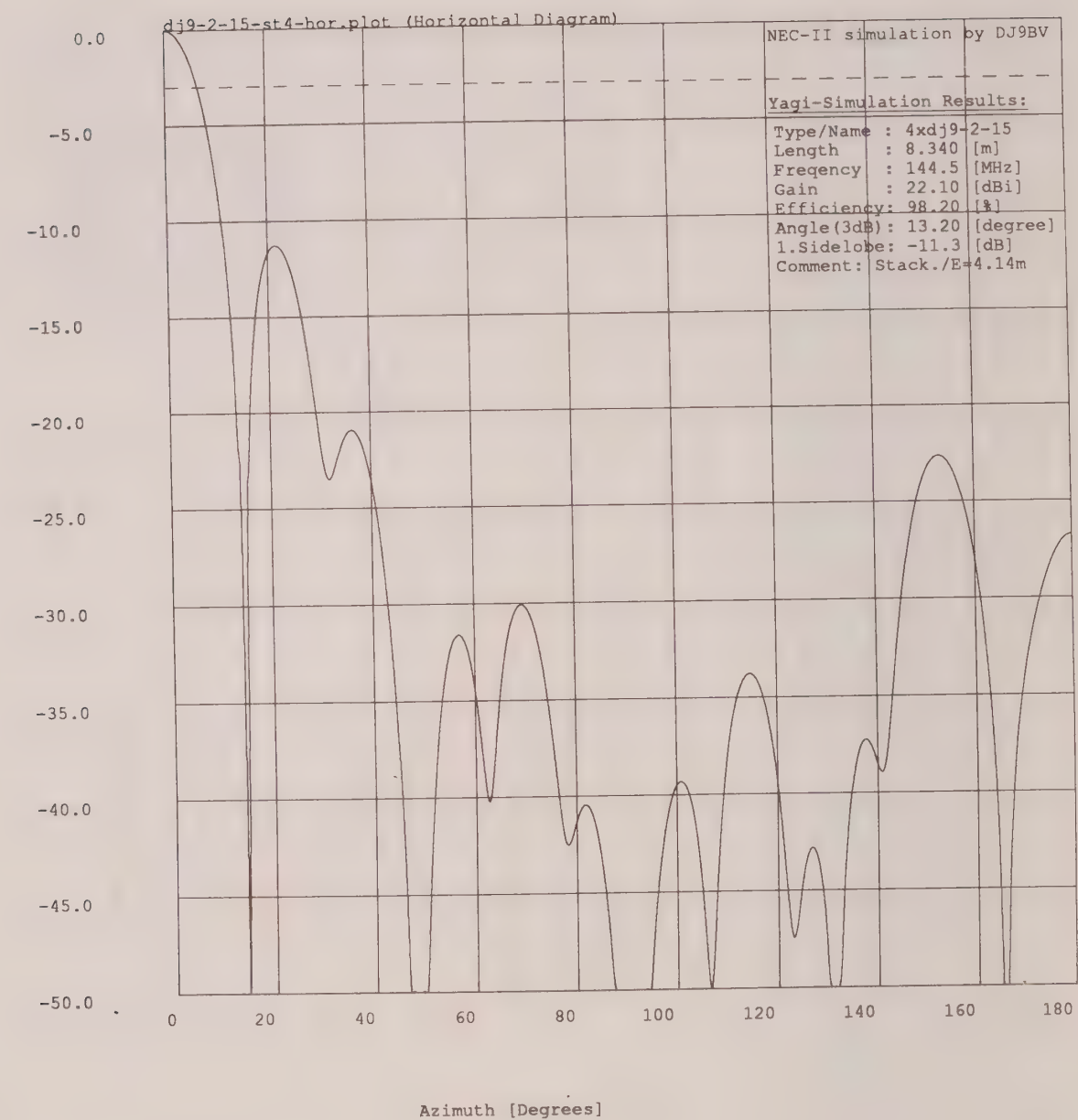


Bild 9/Figure 9 : Horizontal Diagramm/Pattern 4 x DJ9-2-4.0

# How to use Open Wire Feedlines

Peter Beyer, PA3AEF  
Essenburg 113, NL-3328 CD Dordrecht

**Abstract:** Peter describes the correct design and use of open wire feed lines for arrays of yagi antennas. This method of combining arrays for EME had been popular during those days, when colinear arrays had been the ultimative, albeit low gain antenna in comparison to modern yagis, but had been forgotten, when the first systems with modern high gain yagis with larger stacking distances came up. It was rediscovered by DL9KR<sup>1 2 3</sup> in 1979 for his 16 yagi array and made popular again by his big success on 432 EME. The main advantage is extremely low loss and hence a low antenna temperature being so important on the higher bands above 144 MHz.

**Kurzfassung:** Peter beschreibt das richtige Design und den korrekten Gebrauch von offenen Feed-Leitungen zum Zusammenschalten von Yagi-Gruppen. Diese Methode der Zusammenschaltung war in den alten Tagen von Kolinear-Antennen sehr populär, wurde dann aber mit dem Aufkommen von Hochgewinn-Yagi-Antennen vergessen. DL9KR hat diese Art dann 'wiederentdeckt', um seine 16 Yagi-Gruppe mit sehr niedrigen Verlusten zusammenzuschalten. Die resultierende niedrige Antennentemperatur und die dadurch bedingte hervorragende Systemempfindlichkeit wurden durch seine Erfolge auf 423 EME bestätigt und animierte viele Amateure zum Nachbau.

## Introduction/Einführung

As the title says, one might think that using Open Wire Feed- line on VHF/UHF has some hidden secrets. Nevertheless this is not true. If you start using Open Wire Feedline, there are a couple basic rules to bear in mind to prevent you from total disaster and a little practice with Ohms law. A typical usage of Open Wire Feedline is the stacking of two or more yagi's. With a couple of case studies I will explain the

---

1 Jan Bruinier, DL9KR, 16 Quagi EME Antennea for 432, 432 EME Newsletter, August 1980

2 Jan Bruinier, DL9KR, 16 Yagi EME Antenna, 432 EME Newsletter, October 1983

3 Feilhauer&Stotz, Handbuch für den Funkamateur, Siemens Verlag, Berlin 1979, pp. 284-287



advantages and disadvantages of the different configurations one can have in a 4-yagi system. Let us assume a 4 yagi system with  $200\Omega$  ohm feedpoint impedance for the individual yagi mounted in an H-frame. One of the basic rules for Open Wire feedline is, that the line has to run straight, which we will take into account in all our cases. Another golden rule is that in our case (stacking of yagi's) the only purpose of the phasing harness is to combine two or more yagi's producing a "known" impedance at the central feedpoint. This actually applies to any kind of feedline.

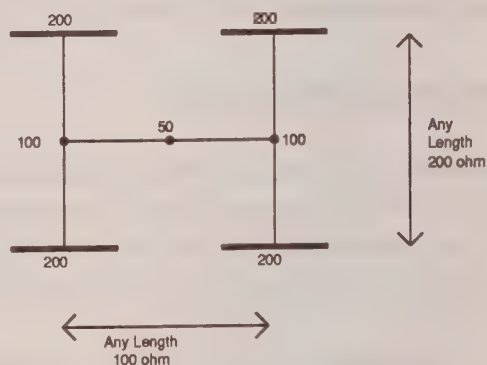
Wenn man offene Zweidraht-Leitungen zum Zusammenschalten von Yagi-Antennen benutzen will, muß man für ein gutes System einige Regeln beachten, die vielleicht nicht jedem vertraut sind. Andernfalls kann man leicht Mißerfolge erleben. An Hand von drei Fallstudien für Gruppen aus 4 Yagi's werde ich die möglichen Konfigurationen und deren Vor- und Nachteile erklären. Wir nehmen an, daß die Einzelantennen einer Gruppe jeweils  $200\Omega$  Impedanz haben und in H-Konfiguration gestockt sind. Die erste Regel ist, daß die Speiseleitungen grundsätzlich gerade und senkrecht oder waagrecht verlaufen, um unnötige Abstrahlungsverluste zu vermeiden. Der zweite Grundsatz ist, zwei Yagi's jeweils auf eine Nennimpedanz zusammenzuschalten, z.B. zwei mal  $200\Omega$  wieder auf  $200\Omega$  und so fort.

## Case 1/Fall 1

When we combine two  $200\Omega$  yagis (e.g. the left section of our bay of four) with  $200\Omega$  feedline we will produce an impedance of  $100\Omega$  at the junction. So to combine the right and left section ( $100\Omega$  feeds) of our bay of four, we have to use  $100\Omega$  feedline to get down to a  $50\Omega$  symmetric feedpoint at the centre of our 4-yagi system. One of the big drawbacks in this case is the use of  $100\Omega$  feedline. To make a symmetric feedline with an impedance of  $100\Omega$  using 3 mm diameter wire, the conductors centres are only 7 mm apart. This is virtually impossible to get this properly working.

## Fall 1

Wenn wir 2 Yagi's wie in Bild 1 mit  $200\Omega$  Leitungen zusammenschalten, bekommen wir an dem Summenpunkt eine Impedanz von  $100\Omega$ . Diese wieder kombiniert mit einer  $100\Omega$  Leitung ergeben dann  $50\Omega$  am zentralen Punkt der Gruppe. Diese Art der Zusammenschaltung ist sehr ungünstig, da man kaum eine  $100\Omega$  Leitung herstellen kann, weil der Abstand der Leitungen bei einem Draht von 3 mm Durchmesser nur 7 mm beträgt.



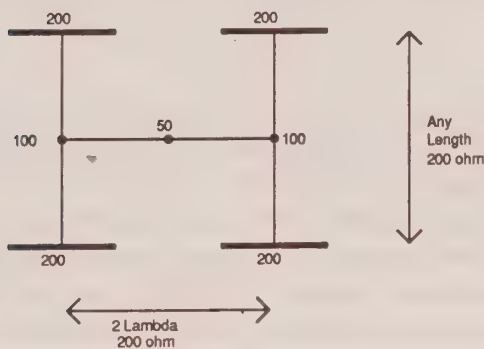
Bild/Figure 1: Case 1: Aperiodic Feeder

## Case 2

To get rid of the  $100\Omega$  feedline which combines the right and left section of the array, we could think of using  $200\Omega$  feedline, like the upper and lower yagi's. However, since we have to end up with  $50\Omega$  at the centre feedpoint of the harness we are stuck to a certain length of  $200\Omega$  wire. These lengths have to be multiples of a  $1/2$  wavelength, otherwise we are transforming our  $100\Omega$  feedpoint. Remembering that

Open Wire feedline has to run straight to be a successful, we can stack our horizontal yagi's at 2 wavelengths apart. Before we continue with case 3 let us ask ourselves some questions:

- Are we able to make a perfect  $200\Omega$  impedance feedline? No we are not, as the wind will change the shape of the feedline and the rain will change the dielectric of the feedline, so the impedance will change. This will make your system totally unusefull if thinking of EME, not even to think about ice-rain and snow...
- Are our yagi's performing well at a stackings distance of 2 wavelengths? Oops, we totally forgot that we just took the longest super-doooper yagi's available today! So we first have to design the open wire phasing harness before we design the antenna. (i.e. build the antenna which has the optimum stacking distance for a given Open Wire length!)



Bild/Figure 2: Case 2/Fall 2

Remembering that the only purpose of a phasing harness is to producing a "known" impedance at the central feed-point, we want to achieve this without being dependent on the impedance of the phasing line itself, because we simply do not know the impedance of the feedline anymore after bird and rain attacks. There is a way to do this if running a 4 yagi system, by making the central feedpoint the same impedance as each of the individual yagis's. This leads us to case 3.

## Fall 2

Um nicht mit einer  $100\Omega$  Leitung wie in Fall 1 arbeiten zu müssen, kann man auf

die Idee kommen, die  $100\Omega$  Punkte der Zweiergruppen mit  $\frac{\lambda}{2}$  langen oder geradzahligen Vielfachen von  $200\Omega$  Kabel zusammenzuschalten. Bei langen Stücken findet keine Transformation statt. Somit würden wir dann die  $100\Omega$  reproduzieren und die Parallelschaltung wäre wieder  $50\Omega$ . Diese Art hat mehrere Nachteile:

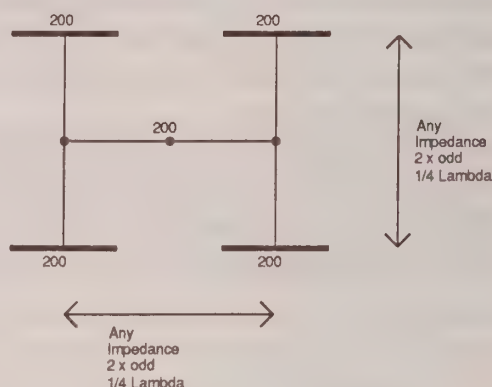
- Wir sind mit dem Stockungsabstand auf Vielfache von  $\frac{\lambda}{2}$  festgelegt.
- Man muß exakt eine  $200\Omega$  Leitung herstellen, die auch unter Wind und Regen diese Impedanz behält.

Besser wäre eine Lösung, in der die kombinierte Impedanz am Zusammenschaltupunkt exakt der Impedanz der Einzelantennen entspricht und unabhängig von der aktuellen Impedanz der Phasenleitungen ist. Das wird in Fall 3 erläutert.

## Case 3

When two yagi's are combined together, producing the same impedance as the individual yagi's we have to up-transform the yagi impedance to a value, twice the individual impedance ( $400\Omega$ ). We can do this with an odd number of quarterwave transformers of a known impedance ( $282\Omega$ ). The same applies to the left and right section of our H-frame, as we now have two impedances of  $200\Omega$  again, which we to

up-transform to  $400\Omega$  to produce  $200\Omega$  at the centre feedpoint. So we have our 4 yagis all connected together with  $282\Omega$  Open Wire feedline. Now what will happen when it starts to rain ? The impedance of the feedline (= quarterwave transformer) will change, let's say to  $120\Omega$ , so the impedance at the first junction from the upper and lower yagi will change from  $200\Omega$  ohm down to  $36\Omega$ ! As we now need to up-transform  $36\Omega$  to  $400\Omega$  ohm to make a  $200\Omega$  at the centre feedpoint of all the 4 yagi's, we need a transformer with  $120\Omega$  impedance! So you see, no matter what the impedance of the Open Wire feedline is, when using 4, 16, 32 yagi's you will always find the impedance of the individual yagi or section back at the centre. The only prerequisite is that you HAVE TO USE quarter wave transformers. If we look at a 70cm system, consisting of four 7 wavelength yagi's, we can stack them 10 quarter wavelengths apart, which happens to be the optimum spacing also. If we want a 2m system using this scheme, we have to take the next step down which would be 6 quarter wavelengths, as this consists of two transformers of 3 quarter wavelengths long. An example of a matching yagi for this would be the DJ9-2-2.1 from DJ9BV<sup>4</sup>. DJ9BV notes that the range of valid stacking ranges is between 80 and 105 percent of the optimum values, so the DJ9-2-3.2 would also be a valid choice.



Bild/Figure 3: Case 3/Fall 3

As coaxial feedline, Open Wire feedline also has a velocity factor which is approximately 0.96 for  $200\Omega$  ohm feedline. This means that our 70cm system would have feedline lengths of 0.835m so we can stack them at 1.67m, while our 2m system would have 1.50m lengths, so we stack them at 3.00m. You see that using Open Wire feedline is not possible for every antenna system available. It's a matter of compromises, unless a real matching yagi is chosen.

So bear in mind the following when using Open Wire feedline to stack yagi's:

- Keep the VSWR low.
- Let the feedline run straight.
- Design the phasing harness before buy/build the antenna.
- Use a 4:1 Sleeve balun to go from  $200\Omega$  ohm symmetric to  $50\Omega$  asymmetric at the centre

### Fall 3

Wenn wir zwei Antennen mit  $200\Omega$  Fußpunktimpedanz zusammenschalten wollen und genau die alte Impedanz als kombinierte Impedanz wiedererhalten wollen, schaltet man die zwei Einzelantennen mit 2 Viertelwellen-Transformatoren von  $282\Omega$  zusammen. Damit wird jede Einzelantenne auf  $400\Omega$  transformiert und am Zusammenschaltpunkt ergeben sich dann  $400/2=200\Omega$ . Die Viertelwellen-Transformatoren

4 R. Bertelsmeier, DJ9BV, Yagi Antennas for 144 MHz, DUBUS 1/1990, PP. 19-30



müssen in der Länge ein ungeradzahliges Vielfaches von  $\frac{\lambda}{4}$  sein . Jede Zweier-Gruppe wird genauso kombiniert und bekommt genau wieder  $200\Omega$  am Fußpunkt der Vierergruppe. Wenn sich jetzt z.B. die Impedanz der  $282\Omega$  Leitung ändert, z.B. wegen Regen nur noch  $120\Omega$  beträgt, dann ändert sich natürlich die Transformation. Am ersten Summen-Punkt ergeben sich dann  $\frac{1}{2} \times \frac{120^2}{200} = 36\Omega$ . Um diese  $36\Omega$  wieder auf  $400\Omega$  zu bringen, braucht man genau eine Leitung von  $120\Omega$  . Es ist unmittelbar klar, daß für jede geradzahlige 2-er Potenz von Antennen (4, 16, 32 usw.) man immer am Zusammenschaltpunkt die Impedanz der Einzelantenne findet und zwar unabhängig von der tatsächlichen Impedanz der Zusammenschaltleitungen, man muß nur ungeradzahlige Vielfache von  $\frac{\lambda}{4}$  für die Länge der Phasenleitungen wählen. Soweit die Theorie. In der Praxis sollte man ein paar Hinweise beherzigen, um den besten Erfolg mit offenen Zweidrahtleitungen zu erzielen.

- Der Verkürzungsfaktor für Zweidrahtleitung ist ca. 0,96
- Die Zweidrahtleitungen sollen gerade und senkrecht zu den Antennen laufen
- Das VSWR soll möglichst niedrig sein, deswegen sollen  $282\Omega$  Leitungen verwendet werden
- Man kann nur bestimmte Stockungsabstände verwenden. Daher müssen die Antennen auch einen Stockungsabstand haben, der dazu paßt.

# High Gain Yagis for 432 MHz

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Glücksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50

**Abstract:** Because of the increasing number of requests for construction details of the 432 MHz yagi series the description of two different types of high gain yagis for 432 is published. The first type is an original DL6WU design but slightly computer optimized for a small increase of gain while preserving the well known features of DL6WU-yagis. This is the so called BV-series of yagis ranges from  $7.3\lambda$  to  $13\lambda$  (5.3 m to 9.2 m) electrical length. A second type is the OPT70 series, which originated from computer simulation experiments in 1987. This OPT70 series has even more gain but has somewhat sensitive properties. It ranges also from  $7.3\lambda$  to  $13\lambda$  electrical length. Common features of both designs are excellent sidelobe performance and low internal skin losses which result in superior low noise behaviour and high G/T-ratio especially important for EME on 432. These features may not be found in commercial yagis.

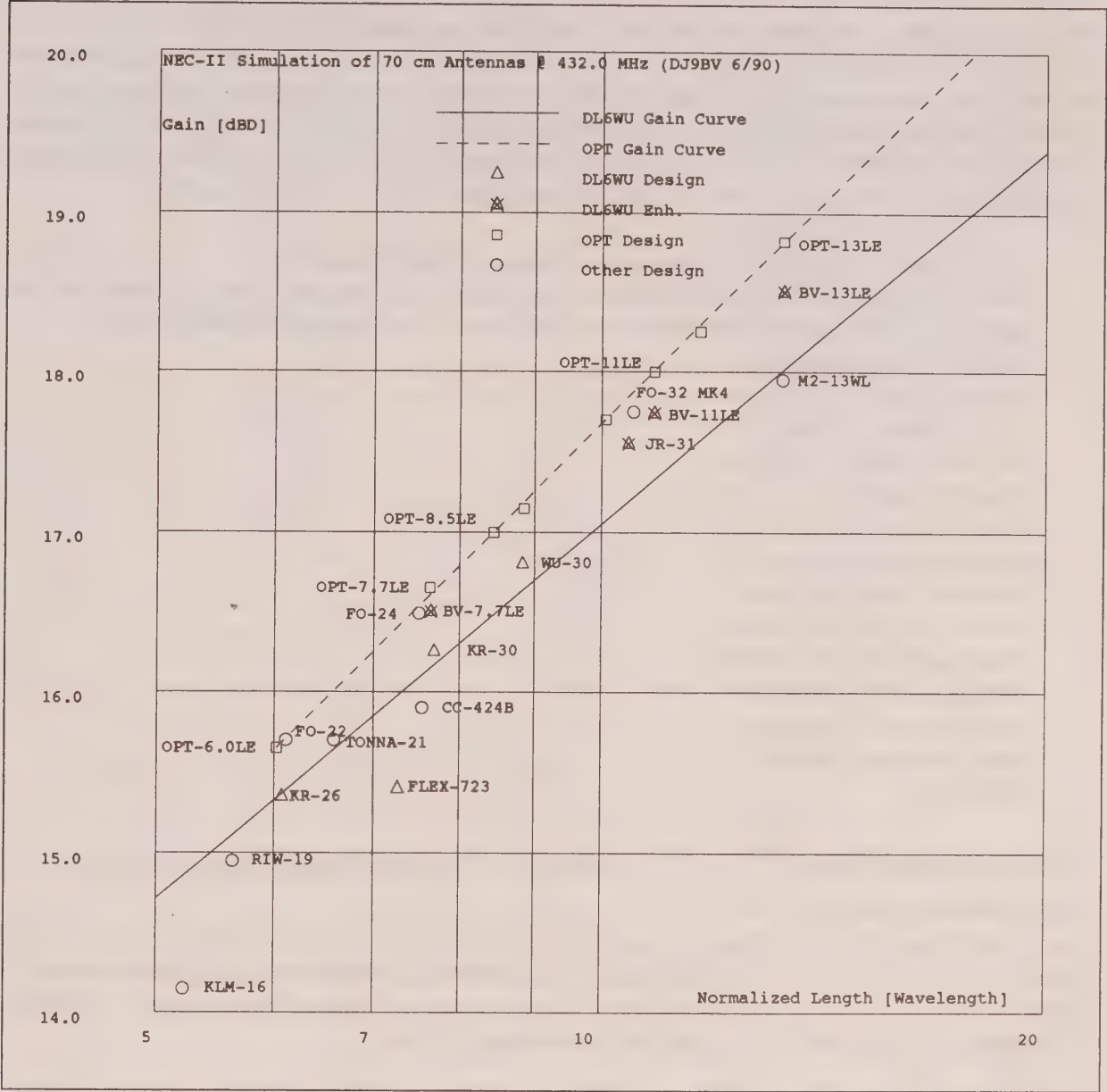
**Kurzfassung:** Wegen der zahlreichen Anfragen für Details über 432 MHz Yagis folgt hier die Beschreibung von zwei verschiedenen Typen von Yagis. Die erste Art wird BV-Serie genannt und ist ein originales DL6WU-Design mit den bekannten Vorzügen. Es ist nur leicht mit Hilfe von Rechnersimulation überarbeitet. Als Baukastensystem eignet es sich, Yagis von 5 m - 9 m ( $7.3\lambda$ -  $13\lambda$ ) Länge und 16,3dBD - 18,4dBD Gewinn zu bauen. Die zweite Art, die beschrieben wird, ist eine Weiterentwicklung, die mit Hilfe von CAD-Programmen zur Antennenkonstruktion im Laufe des Jahres 1987 entstanden ist. Diese OPT70- Serie ist ebenfalls ein Baukastensystem (5 m - 9 m Boomlänge), hat noch mehr Antennengewinn, ist aber etwas empfindlicher und schwieriger anzupassen als die BV-Serie. Beide Typen sind speziell für hohes G/T-Verhältnis gezüchtet, das durch niedrige innere Verluste und geringe Nebenzüpfel im Diagramm einerseits und hohen Gewinn andererseits entsteht. Dieses macht sie besonders geeignet für EME-Betrieb.

## 1. Description of BV-Series

### 1.1 Design

To achieve excellent performance these antennas have been designed according to the design procedure of DL6WU ([7],[8],[9]), which has been described some ten years ago. Additionally modern computer technology has been used to tweak these designs for even better performance, without losing the inherent properties of the DL6WU-Design, which are:

- 50 impedance at feedpoint: Broad VSWR bandwidth and low loss match with folded dipole
- Modular design allows construction of yagis with any length between  $2\lambda$  and more than  $30\lambda$  with monotonic increase of gain at a rate of 2.35 dB for each doubling in boom size.
- Very low internal losses because of high input impedance (50  $\Omega$ ).
- Good pattern and stacking behaviour implies low antenna temperature for EME.
- Conservative tuning gives gain peak 1 percent higher than design frequency. Excellent bad weather performance is the consequence.



Bild/Figure 1: Gain versus Boomlength of 432 MHz Yagis

- Broadband gain characteristic 'forgives' construction tolerances and even partial broken elements with only a small sacrifice in gain.

The NEC-II simulation software ([6]) has been used to fine tune the dimensions for even higher gain and lower sidelobes, especially for the back lobe level. The results justify this approach. Gain is better than any commercial antenna on the market (see Figure 1) and patterns are superior (See Figure 3). So the home builder can take advantage of this design and will be able to construct one of the finest antenna systems possible.

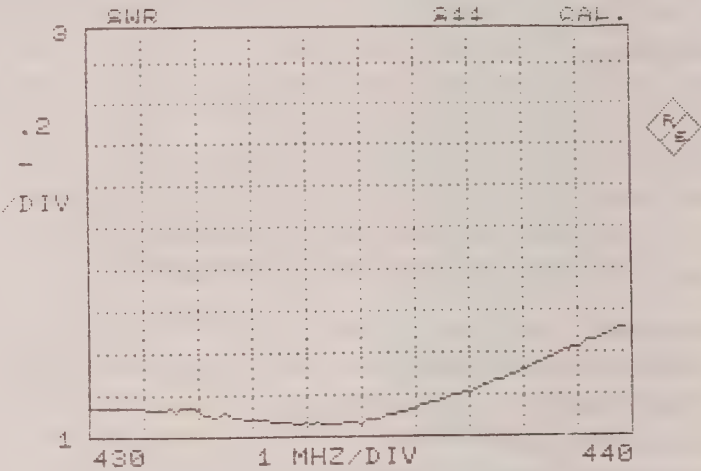
1.1. Design

Um hohen Gewinn, einfachen Aufbau und einfache Speisung mit breitbandig niedrigen VSWR zu erreichen, wurde beim Design der vorliegenden Antennen auf das Entwurfsprinzip von DL6WU ([7], [8],



[9]) zurückgegriffen. Die Grafik in Bild 1 zeigt, daß weder kommerzielle noch Selbstbau-Antennen den Gewinn dieser Antennen bei gleicher Boomlänge übertreffen. Diese ausgezeichneten Eigenschaften wurden durch "Bearbeitung" der aus dem DL6WU-Entwurfsprinzip resultierenden Antennenabmessungen mit Hilfe eines Antennen-Simulationsprogramms ([6]) erreicht. Damit konnten sowohl das Diagramm - z.B. das F/B-Verhältnis - und der Gewinn geringfügig gegenüber dem Original verbessert werden. Die günstigen Eigenschaften des DL6WU-Designs konnten dabei erhalten werden. Diese sind:

- 50Ω Eingangsimpedanz bewirken niedrige Verluste und gute Anpassung
- Baukastensystem erlaubt die Konstruktion von Yagis von 2λ bis mehr als 20λ Boomlänge mit monotonem Anstieg des Gewinns mit ca. 2,35 dB für jede Verdopplung der Boomlänge.
- Geringe Nebenzipfel und niedrige gegenseitige Beeinflussung beim Stocken erzeugt eine niedrige effektive Rauschtemperatur von Antennengruppen für EME.
- Gewinnmaximum ist ca. 1 % über der Betriebsfrequenz. Zusammen mit der großen Gewinnbandbreite ergibt sich gutes Schlechtwetterverhalten und Gutmütigkeit gegen Toleranzen in den Abmessungen.



1.2 Performance Data

Bild/Figure 2: VSWR @ Frequency for BV70-8.5L

The VSWR characteristic is very broadband (Figure 2). It should have values below 1.2 on 432. Gain versus Frequency can be seen from Table 1. Gain peak is at 437 MHz. An example for the extremely good sidelobe suppression over the full backward solid angle can be seen from Figure 3, which displays the horizontal pattern of a BV70-10L. This model achieves a gain of 17.3 dBD with a boomlength of 7 m.

1.2 Elektrische Daten

Das Anpaßverhalten ist sehr breitbandig (Bild 2). In jedem Fall muß das VSWR bei 432 MHz unter 1,2 sein, wenn der Dipol korrekt arbeitet. Das Gewinnmaximum liegt bei 437 MHz. Ein beispielhaftes Diagramm zeigt Bild 3 für eine BV70-10L, die mit 7 m Länge einen Gewinn von 17,3 dBD erreicht.

Table 1: Gain @ F for BV70-7.7L

|            | 430  | 432  | 434  | 436  | 438  | 440  |
|------------|------|------|------|------|------|------|
| Gain [dBD] | 16.2 | 16.4 | 16.6 | 16.6 | 16.6 | 16.5 |
| F/B [dBD]  | 27.5 | 28.3 | 28.3 | 26.6 | 24.3 | 22.3 |

1.3. Construction

The construction of antenna is straightforward. Elements are mounted in an isolated fashion via nylon rivets through the

boom. Just follow the details given for the 144 MHz yagis in ([5]). Lengths and positions can be seen in Table 3. Dipole construction can be patterned after the description in [10]. Dimensions of dipole can be seen from Figure 5, those of the 4-er reflector in Figure 6.

Bild/Figure 3: Horizontal Pattern of BV70-10L

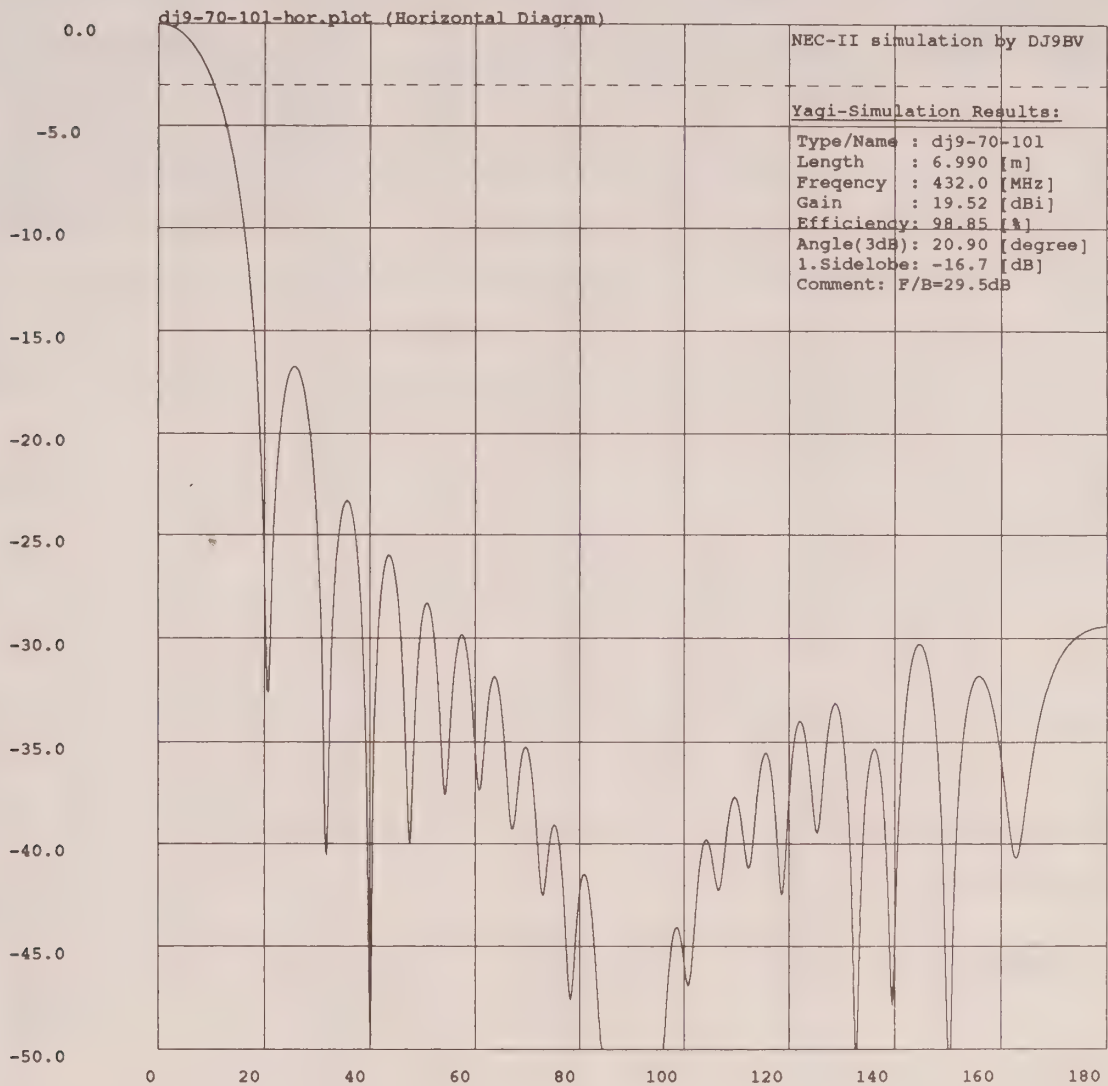
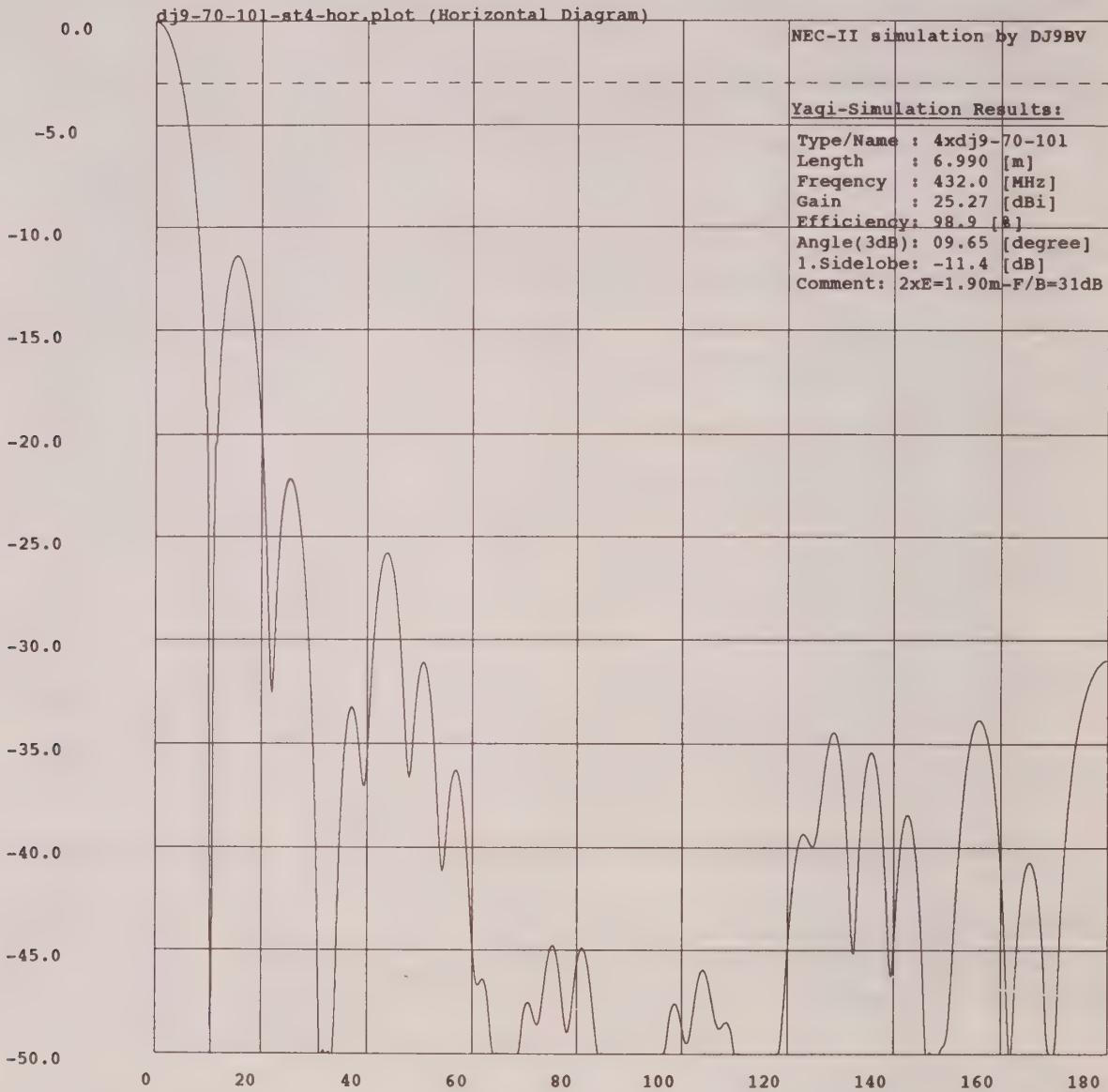


Table 2: BV70-Series Electrical Data @ 432 MHz

| Ant.-Type | Gain<br>[dBD] | F/B<br>[dB] | 1. Sidel.<br>[dB] | E-Apert.<br>[°] | H-Apert.<br>[°] | Stack. in<br>E [m] | Stack. in<br>H [m] |
|-----------|---------------|-------------|-------------------|-----------------|-----------------|--------------------|--------------------|
| BV70-7.3L | 16.2          | 24.9        | -17.3             | 23.5            | 24.5            | 1.70               | 1.64               |
| BV70-7.7L | 16.4          | 28.3        | -17.2             | 23.0            | 24.0            | 1.74               | 1.67               |
| BV70-8.5L | 16.7          | 23.8        | -16.9             | 22.3            | 23.0            | 1.80               | 1.74               |
| BV70-10L  | 17.4          | 29.5        | -16.7             | 20.9            | 21.5            | 1.90               | 1.86               |
| BV70-11L  | 17.6          | 24.7        | -16.6             | 20.2            | 20.8            | 1.98               | 1.93               |
| BV70-13L  | 18.5          | 27.1        | -16.6             | 18.7            | 19.1            | 2.14               | 2.09               |

**Remarks:** Skin efficiency is typically 99 %, which is equivalent to 3 K noise temperature. Baluns may introduce up to 0.1 dB additional loss. All values are from NEC-II simulation.



Bild/Figure 4: Horizontal Pattern of 4 x BV70-10L

1.3 Konstruktion

Die Konstruktion der Yagis wird wie in dem Artikel über 144 MHz Yagis ([5]) beschrieben vorgenommen. Die Elementlängen und -abstände sind in Tabelle 3 angegeben. Die Dipolkonstruktion wird wie in [10] gezeigt ausgeführt (Abmessungen Bild 5) . Der Aufbau des Reflektors kann in Bild 6 ersehen werden.

1.4 Stacking

The stacking distances shown in the table 'electrical data' are for optimum gain. Stacking gain is about + 2.9 dB for a pair and stacking sidelobes are down - 11.5 dB. This can be seen in Figure 4, which shows the pattern for 4 times DJ9-2-4.0 with a stacking gain of 5.9 dB, stacking sidelobes of - 11.5 dB and a

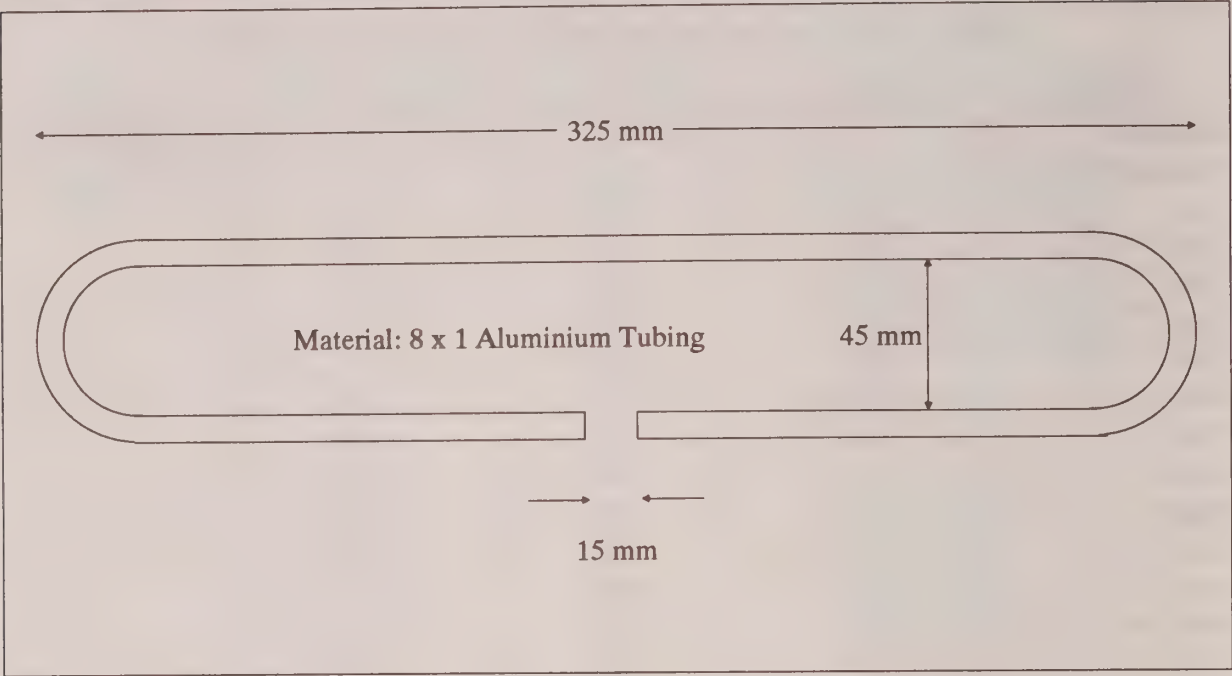


**Table 3: Mechanical Dimensions BV70 for 20 mm Boom**

| Element        | Length [mm] | Distance [mm] | Position [mm] | Remark         |
|----------------|-------------|---------------|---------------|----------------|
| Reflector      | 340         | 0             | 0             | 4-er Reflector |
| Driven Element | 325         | 130           | 130           | Folded Dipole  |
| Dir. 1         | 312         | 55            | 185           |                |
| Dir. 2         | 306         | 125           | 310           |                |
| Dir. 3         | 302         | 150           | 460           |                |
| Dir. 4         | 299         | 175           | 635           |                |
| Dir. 5         | 297         | 195           | 830           |                |
| Dir. 6         | 294         | 210           | 1040          |                |
| Dir. 7         | 291         | 220           | 1260          |                |
| Dir. 8         | 287         | 230           | 1490          |                |
| Dir. 9         | 287         | 240           | 1730          |                |
| Dir. 10        | 287         | 250           | 1980          |                |
| Dir. 11        | 283         | 260           | 2240          |                |
| Dir. 12        | 283         | 270           | 2510          |                |
| Dir. 13        | 283         | 280           | 2790          |                |
| Dir. 14        | 280         | 280           | 3070          |                |
| Dir. 15        | 280         | 280           | 3350          |                |
| Dir. 16        | 280         | 280           | 3630          |                |
| Dir. 17        | 277         | 280           | 3910          |                |
| Dir. 18        | 277         | 280           | 4190          |                |
| Dir. 19        | 277         | 280           | 4470          |                |
| Dir. 20        | 275         | 280           | 4750          |                |
| Dir. 21        | 275         | 280           | 5030          | BV70-7.3L      |
| Dir. 22        | 275         | 280           | 5310          | BV70-7.7L      |
| Dir. 23        | 272         | 280           | 5590          |                |
| Dir. 24        | 272         | 280           | 5870          | BV70-8.5L      |
| Dir. 25        | 272         | 280           | 6150          |                |
| Dir. 26        | 269         | 280           | 6430          |                |
| Dir. 27        | 269         | 280           | 6710          |                |
| Dir. 28        | 269         | 280           | 6990          | BV70-10L       |
| Dir. 29        | 269         | 280           | 7270          |                |
| Dir. 30        | 267         | 280           | 7550          | BV70-11L       |
| Dir. 31        | 267         | 280           | 7830          |                |
| Dir. 32        | 267         | 280           | 8110          |                |
| Dir. 33        | 267         | 280           | 8390          |                |
| Dir. 34        | 267         | 280           | 8670          |                |
| Dir. 35        | 267         | 280           | 8950          |                |
| Dir. 36        | 265         | 280           | 9230          | BV70-13L       |

**Remarks:**

- Boom correction of 5 mm for insulated mounting of elements through a 20 mm boom is included. For larger booms **add** +1 mm for 25 mm boom and + 2mm for 30 mm boom diameter.
- For thicker elements, i.e. for 3/16" = 4.8 mm or 5 mm diameter, **subtract** 2mm from **all** element lengths.

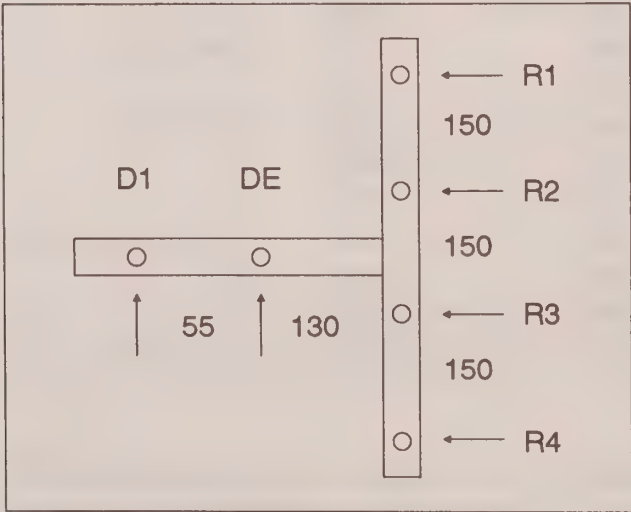


Bild/Figure 5: Dimensions of folded dipole for BV70

total gain of 20 dBD. The range of valid stacking distances is between 80 and 105 percent of those values. Stacking 80 % of  $D_{opt}$  let stacking gain drop to 2.5 dB with about -20 dB stacking sidelobes. On the other hand overstacking with 105 % of  $D_{opt}$  provides some 0,05 to 0,1 dB more gain with -10 dB stacking sidelobe.

1.4 Stockung

In der Tabelle 2 "Electrical Data" sind für alle Antennen die optimalen Stockungsabstände angegeben. Diese Abstände ergeben für beliebige Gruppen (2,3,4 usw.) den maximalen Gewinn. Dabei sind die



Bild/Figure 6: Reflector-Arrangement for BV-Series

Stockungszipfel ca. -11,5 dB unterdrückt und der Stockungsgewinn beträgt ca. 2,8 dB pro Verdopplung. Das kann man sehr schön in Bild 4 erkennen, welches das Diagramm für eine 4-er Gruppe von BV-70-10 $\lambda$  zeigt. Der Stockungsgewinn beträgt 5,75 dB und der Gesamtgewinn 23,1 dBD. Der zulässige Bereich für den Stokungsabstand beträgt zwischen 80 und 105 % des in der Tabelle angegebenen Abstandes. Bei dem angegebenen Abstand  $D_{opt}$  ist der Stockungsgewinn ca. 2.8 dB pro Verdopplung bei ca. 11,5 dB unterdrücktem 1. Stockungszipfel. Geht man auf 80 % von  $D_{opt}$ , so sinkt der Gewinn auf 2,5 dB bei ca. -20 dB Zipfel. Bei 105 % kann der Gewinn noch um ca. 0,05 dB steigen bei -10 dB Nebenzipfel.

## 2. Description of OPT70-Series

### 2.1 Design

Trying to optimize further by dropping the DL6WU constraint of  $50\Omega$  feed impedance resulted in the OPT70-series of yagis. This process took place during the year 1987 (see results in [1]) and has been performed in a two step approach. First a fast, but not so accurate antenna simulation program was used to find the direction of meaningful change. This program has been programmed by the author and uses the simple matrix inversion and element current model of W2PV ([11]). First trials with an automatic steepest gradient search turned out to be rather useless and misleading. At last a careful optimisation by 'hand' by calculating the partial derivatives of the goal function in respect to element lengths and changing dimensions by obeying electrically 'senseful' constraints turned out as the key to success. The crude W2PV program gave only rough results about gain and - even more important - did not cover the influence of skin losses on the gain versus frequency characteristic. Therefore all candidates for improvements had to be verified on the NEC-II mainframe simulation program. The overall effort took some hundred of hours CPU-time on a fast SUN 3/160-Workstation.

The OPT70-series gives considerably more gain and also more gain increase for increasing boomsize than the WU-design, but shows somewhat higher internal losses. Input impedance is about  $33\Omega$ . Gain increase for doubling the boom size is 2.75dB, which is a significant increase compared to DL6WU's design. It should be mentioned that the theoretical limit is 3 dB per doubling.

The OPT-design has the following characteristics:

- Ca.  $33\Omega$  impedance at feedpoint of yagi.
- Modular design allows construction of yagis with any length between  $6\lambda$  and  $13\lambda$  with monotonic increase of gain at a rate of 2.75 dB for each doubling in boom size.
- Low internal losses because of high impedance (Typically 5 K for 4 mm elements made from aluminium).
- Good pattern and stacking behaviour gives best G/T (See Figure 9) currently available for a given size.

As a help for a construction decision it should be made clear that the BV-series gives very good performance in gain and G/T together with insensitivity against construction tolerances and bad weather. Also a simple folded dipole suffices as driven element. In contrary OPT70-series while giving even better performance (some tenth's of dB) is more critical because being highly optimized. Tuning is such that gain peak occurs at 433 MHz compared to 437 MHz for the BV-series.

### 2.1 Design

Um die BV-Serie, die als DL6WU-Design konzipiert wurde, noch weiter zu verbessern, wurde die Bedingung einer Eingangsimpedanz von  $50\Omega$  aufgegeben. Die Entwicklung der OPT70-Serie wurde während des Jahres 1987 (siehe Ergebnisse in [1]) durchgeführt. Ein zweistufiges Verfahren der Optimierung bestand darin, zuerst mit einem schnellen, aber ungenauen Simulationsprogramm nach W2PV ([11]) herauszufinden, in welche Richtung die Dimensionen der Antenne verändert werden mussten. Damit wurden Kandidaten für einen zweiten Schritt, die Design-Verifikation, generiert. Diese Design-Verifikation wurde mit dem NEC-II Simulationsprogramm auf einer schnellen SUN 3/160 Workstation durchgeführt. Das erste Verfahren nach W2PV wurde vom Verfasser programmiert und mit einem 'Steepest Gradient' Verfahren zum Auffinden des Maximum einer Zielfunktion kombiniert. Das erwies sich als



völlig untauglich und irreführend, da zahllose Nebenmaxima die automatische Suche sofort in die Irre führten. Stattdessen wurde nach Berechnung der partiellen Ableitungen der Zielfunktion die Optimierung per Hand durchgeführt und die Änderungen an der Geometrie unter Beachtung von Hintergrundwissen über die Funktionsweise von Yagis durchgeführt. Das stellte sich in der Tat als Schlüssel zum Erfolg heraus. Die aus der ersten Stufe gewonnen Kandidaten für erfolversprechende Geometrien mussten noch durch NEC-II Simulation verifiziert werden, da hier die Genauigkeit erheblich besser war und - besonders wichtig - auch die SKIN-Verluste gerechnet werden können, die eine Yagi in der Nähe des Optimums schnell 'umkippen' lassen können. Insgesamt mussten einige hundert Stunden CPU-Zeit und ein bißchen

Nachdenken aufgewendet werden.

Die OPT70-Serie hat mehr Gewinn und auch einen größeren Gewinnanstieg per Längenverdopplung des Booms als die BV-Serie. Dieser Gewinnanstieg ist 2,75 dB pro Verdopplung der Boomlänge

(Siehe Bild 1), was einen schönen Zuwachs gegenüber den üblichen 2,35 dB bedeutet. Das wird erkauft durch eine kleinere Eingangsimpedanz und durch etwas höhere innere Verluste. Die Diagramme sind von vergleichbarer Güte. Insgesamt kann man die Eigenschaften wie folgt charakterisieren:

- Eingangsimpedanz niedrohig 33Ω
- Modulares Design erlaubt Wahl der Baulänge zwischen 5m und 9m mit monotonem Gewinnanstieg mit 2,75 dB pro Oktave
- Interne Verluste sind ca. 5K bei Alu-Elementen mit 4 mm Durchmesser
- Gutes, nebenzipfelarmes Diagramm und geringe gegenseitige Beeinflussung ergeben das beste G/T-Verhältnis von Yagi-Gruppen, das dem Verfasser zur Zeit bekannt ist.

Als Hilfe zur Entscheidung sollte klar sein, daß bereits die BV-Serie nach DL6WU hervorragende Antennen darstellen, wie man leicht in den Bildern 1 und 9 erkennen kann. Ihre Vorteile sind Speisung mit einem einfachen Faltdipol, Unempfindlichkeit gegen Nässe und mechanische Toleranzen. Diese Vorteile hat die OPT-Serie nicht. Sie ist schwierig zu speisen, empfindlicher gegen Nässe und Toleranzen, da das Gewinnmaximum schon bei 433 MHz liegt.

**Table 5: OPT70-Series Electrical Data @ 432 MHz**

| Ant.-Type  | Gain [dBD] | F/B [dB] | 1. Sidel. [dB] | E-Apert. [°] | H-Apert. [°] | Stack.-Dist. in E [m] | Stack.-Dist. in H [m] |
|------------|------------|----------|----------------|--------------|--------------|-----------------------|-----------------------|
| OPT70-7.7L | 16.65      | 25.3     | -16.8          | 22.2         | 22.4         | 1.80                  | 1.75                  |
| OPT70-8.5L | 17.0       | 28.0     | -16.4          | 21.2         | 21.8         | 1.90                  | 1.84                  |
| OPT70-11L  | 18.0       | 25.9     | -16.0          | 28.9         | 19.3         | 2.11                  | 2.07                  |
| OPT70-13L  | 18.75      | 23.8     | -15.2          | 17.3         | 17.6         | 2.31                  | 2.27                  |

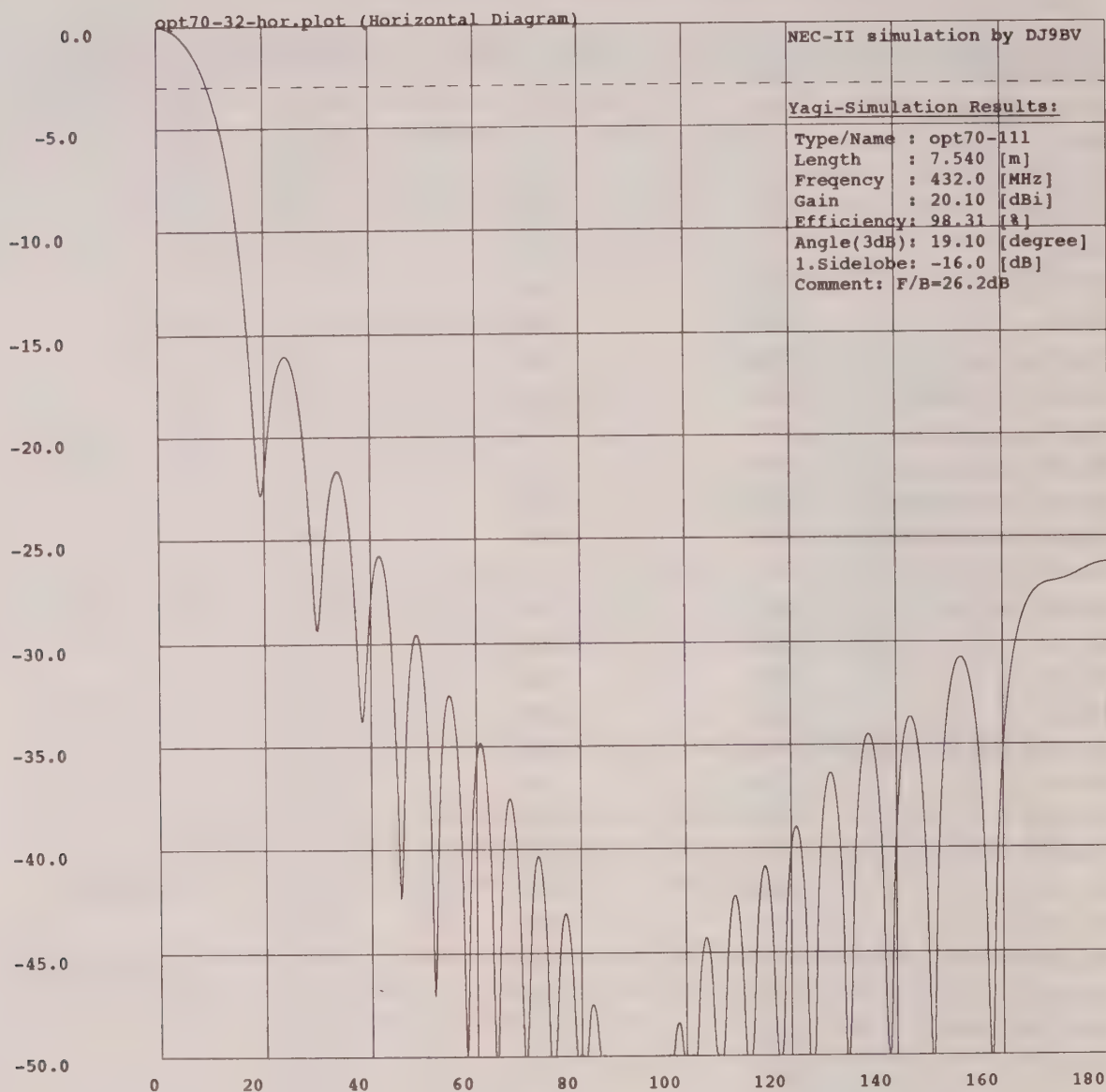
**Remark:** Skin efficiency is typically 98.3 %, which is equivalent to 5 K noise temperature. Additional balun may introduce up to 0.1 dB loss. All values are from NEC-II simulation.

**Table 6: Mechanical Dimensions OPT70 for 20 mm Boom**

| Element        | Length [mm] | Distance [mm] | Position [mm] | Remark                             |
|----------------|-------------|---------------|---------------|------------------------------------|
| Reflector      | 348         | 0             | 0             | Single Reflector<br>Special Dipole |
| Driven Element | 325         | 139           | 139           |                                    |
| Dir. 1         | 319         | 57            | 196           |                                    |
| Dir. 2         | 312         | 115           | 311           |                                    |
| Dir. 3         | 307         | 149           | 460           |                                    |
| Dir. 4         | 302         | 174           | 634           |                                    |
| Dir. 5         | 298         | 193           | 827           |                                    |
| Dir. 6         | 296         | 208           | 1035          |                                    |
| Dir. 7         | 294         | 221           | 1256          |                                    |
| Dir. 8         | 292         | 232           | 1488          |                                    |
| Dir. 9         | 290         | 242           | 1730          |                                    |
| Dir. 10        | 288         | 251           | 1981          |                                    |
| Dir. 11        | 287         | 259           | 2240          |                                    |
| Dir. 12        | 286         | 267           | 2507          |                                    |
| Dir. 13        | 285         | 273           | 2780          |                                    |
| Dir. 14        | 284         | 280           | 3060          |                                    |
| Dir. 15        | 283         | 280           | 3340          |                                    |
| Dir. 16        | 282         | 280           | 3620          |                                    |
| Dir. 17        | 281         | 280           | 3900          |                                    |
| Dir. 18        | 280         | 280           | 4180          |                                    |
| Dir. 19        | 279         | 280           | 4460          |                                    |
| Dir. 20        | 278         | 280           | 4740          |                                    |
| Dir. 21        | 278         | 280           | 5020          |                                    |
| Dir. 22        | 278         | 280           | 5300          | OPT70-7.7L                         |
| Dir. 23        | 277         | 280           | 5580          | OPT70-8.5L                         |
| Dir. 24        | 277         | 280           | 5860          |                                    |
| Dir. 25        | 277         | 280           | 6140          |                                    |
| Dir. 26        | 277         | 280           | 6420          |                                    |
| Dir. 27        | 276         | 280           | 6700          |                                    |
| Dir. 28        | 276         | 280           | 6980          |                                    |
| Dir. 29        | 276         | 280           | 7260          | OPT70-11L                          |
| Dir. 30        | 276         | 280           | 7540          |                                    |
| Dir. 31        | 276         | 280           | 7820          |                                    |
| Dir. 32        | 275         | 280           | 8100          |                                    |
| Dir. 33        | 275         | 280           | 8380          |                                    |
| Dir. 34        | 275         | 280           | 8660          |                                    |
| Dir. 35        | 275         | 280           | 8940          | OPT70-13L                          |
| Dir. 36        | 275         | 280           | 9220          |                                    |

**Remarks:**

- Boom correction of 5 mm for insulated mounting of elements through a 20 mm boom is included. For larger boom **add** +1 mm for 25 mm boom and + 2mm for 30 mm boom diameter.
- For thicker elements, i.e. for 3/16" = 4.8 mm or 5 mm diameter, **subtract** 2mm from **all** element lengths.



Bild/Figure 7: Horizontal Pattern of OPT70-11L

## 2.2 Performance Data

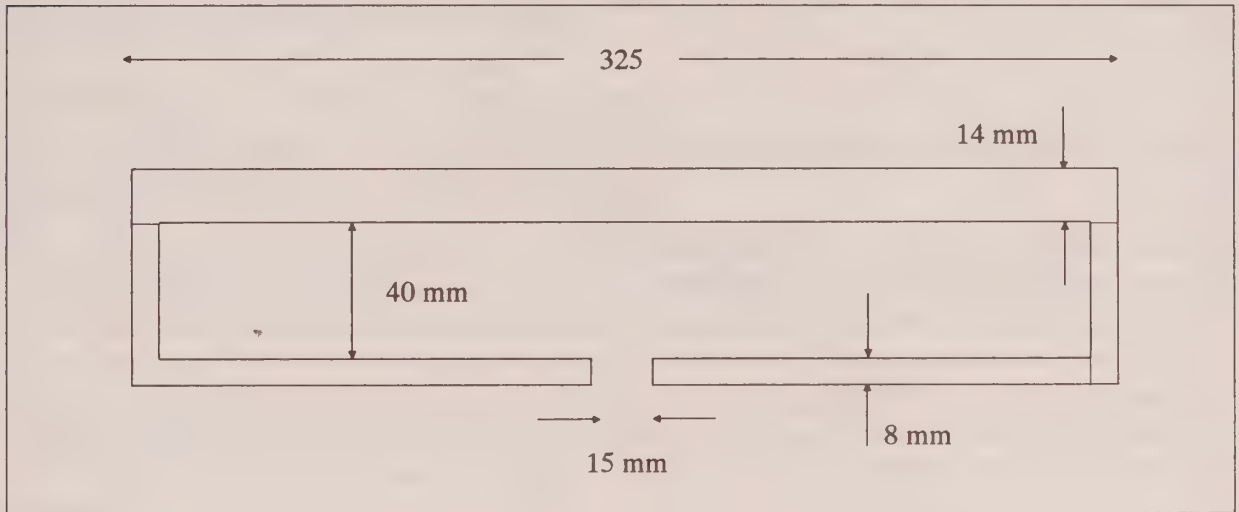
Table 5 shows gain versus frequency characteristic. Gain peak is at 433 MHz. Figure 7 shows pattern of OPT70-11 $\lambda$ , which is mounted as a 4-yagi array at the authors location. Figure 9 shows G/T-performance, which is not so much higher as for the BV-Series in spite of the higher gain. This is because of partial cancellation of the gain increase with simultaneous increase in internal losses.

## 2.3 Elektrische Daten

Tabell 5 zeigt den Frequenzgang mit dem Gewinnmaximum bei 433 MHz. Bild 7 zeigt das Diagramm der OP70-11 $\lambda$ , die als 4-er Gruppe beim Verfasser installiert ist. Bild 9 zeigt das G/T-Verhältnis für 4-er



Gruppen von Yagis. Dieses ist für die OPT nicht wesentlich höher als für die BV, da sich der Gewinnanstieg teilweise durch die höheren inneren Verluste kompensiert. Dieses Diagramm, das für den EME-er die wichtigste Information darstellen sollte, weil es seine erreichbare Empfangsleistung aufzeigt, ist in ([4]) eingehend erklärt. Es zeigt, daß Gewinnoptimierung allein nicht zu einer Verbesserung führt. Weiterhin schneiden kommerzielle Designs nicht besonders gut ab. Hohe innere Verluste, bedingt z.B. durch kritisches Design (TONNA21, CC424B) oder durch verlustreiche Materialien für die Elemente (z.B. Stahl), erniedrigen drastisch das G/T-Verhältnis, was direkt den Unterschied in der Empfangsleistung in dB ausdrückt.



Bild/Figure 8: Transforming-Folded Dipole for OPT70

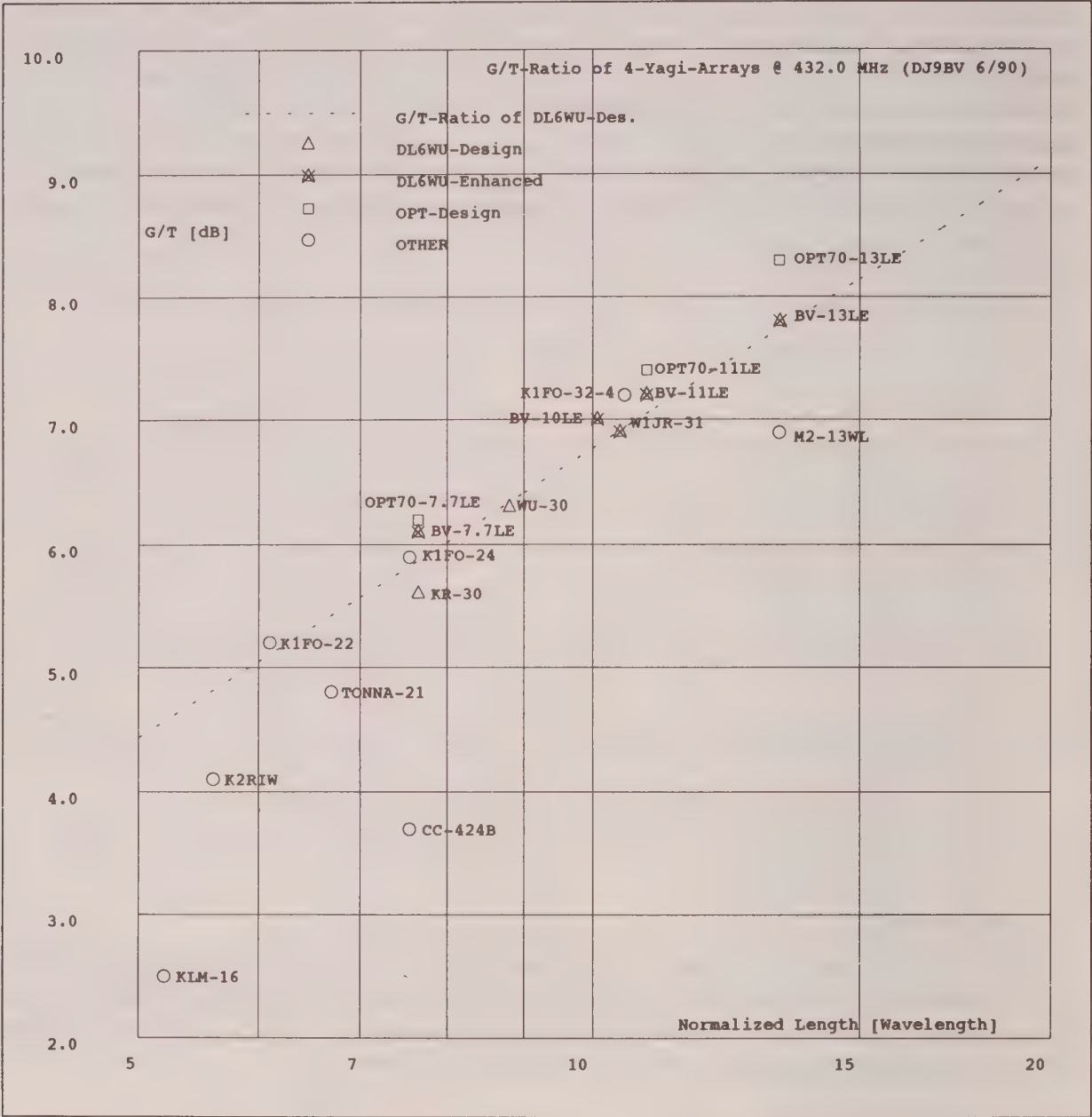
## 2.3 Construction

Construction is as in chapter 1.3. Only a special folded dipole has to be constructed (Figure 8). VSWR should be below 1.3 on 432MHz. Even lower VSWR can be achieved with a T-Match dipole<sup>1</sup>, but may be more sensitive for corrosion. Reflector is a simple single reflector and mounted like a director. Deviations from the element length given should be smaller than  $\pm 1$ mm.

## 2.3 Konstruktion

Die Konstruktion ist, wie in Kap. 1.3 beschrieben. Als Dipol dient ein spezieller, transformierender Faltdipol nach Bild 8. Das VSWR muß kleiner als 1,3 auf 432MHz sein. Für noch bessere Anpassung

<sup>1</sup> In contrary to a common belief of amateurs, the special form or construction of the feeder in a long yagi is not relevant for gain and pattern of this yagi. The feed structure - whether some simple dipole or anything more complex - has the **only** purpose to **match** the input impedance of the yagi defined by the director string to the impedance of the feeder. Whatever structure one can imagine is appropriate, when it achieves this target - indication is reasonable VSWR - . There are no secrets with driven elements, as commercial suggestions as for example 'Quad Feeders' with advertised super-gain did promise some time ago. Personally I prefer the mechanically simple form of a folded dipole.



Bild/Figure 9: G/T-Ratio for 4-Yagi Arrays on 432

kann man auch einen T-Match Dipol<sup>1</sup> bauen, der aber wegen der notwendigen Metallverbindungen empfindlicher gegen Korrosion ist. Der Reflektor ist ein Einfachreflektor und wird wie ein Direktor montiert. Der Fehler beim Abmessen der Elementlängen muß kleiner als +- 1mm sein.

1 Obwohl viele Amateure glauben, daß es Geheimnisse in der Gestaltung von Speiseelementen für Yagis gibt - man denke nur an die Geschichten von Quad-Speiseelementen mit 'Zusatzgewinn' - , ist dem nicht so. Gewinn und Diagramm einer langen Yagi sind von der speziellen Form des Speiseelementes unabhängig. Dieses hat nur den Zweck, die von der Struktur der Yagi (Direktoren und Reflektor) definierte Eingangsimpedanz an die Impedanz des Kabels anzupassen. Solange das erfolgt - Indikator ist ein brauchbares VSWR - , wird die Charakteristik der Langyagi nicht verändert. Persönlich bevorzuge ich den mechanisch einfachen und elektrisch problemlosen Falidipol.

## 2.4 Stacking

For optimal stacking the stacking distances given in Table 4 have to be applied. The same rules for over- and understacking as explained above for the BV-Series apply also to this antenna. The G/T-ratio, which defines the available receiving performance, can be seen from figure 9. Basis for calculation of the G/T is the simulation of the noise pickup of an array. This noise pick up - the sum of internal losses, the main lobe looking into cold sky and the pickup of noise from the warm earth by sidelobes - can be resembled in an equivalent noise temperature. This has been estimated by NEC-II simulation for the first time in 1987 ([1]) for yagi arrays operating on 432MHz.

## 2.4 Stockung zu Arrays

In Tabelle 4 findet man für jeden Typ die optimalen Stockungsabstände. Ansonsten gelten die gleichen Regeln bezüglich Unter-/Überstockung wie oben erklärt.

Das G/T-Verhältnis, welches die erreichbare Empfangsleistung angibt, gilt für die empfohlene Stockung mit  $D_{opt}$ . Die Werte werden für 4-er Gruppen in Bild 9 dargestellt. 8-er und 16-er Gruppen haben ähnliche Werte. Die G/T-Werte wurden durch Simulation der Summe aller Rauschleistungen in der Antenne - Skinverluste plus Temperatur des kalten Himmels in der Hauptkeule plus Aufnahme von Rauschleistung der warmen Erde über Nebenzipfel - mittels NEC-II schon 1987 berechnet ([1]). Die Gesamtrauschleistung der Antenne kann als äquivalente Antennentemperatur dargestellt werden. Das ist bisher die erste und einzige Abschätzung über diesen wichtigen Parameter von Antennen für 432 EME in der Amateurliteratur.

## 4. References/Literatur

- [1] R. Bertelsmeier, DJ9BV, "Effective Noise Temperature of 4 Yagi Arrays for 432 MHz EME", DUBUS 4/87, pp. 269 - 279
- [2] R. Bertelsmeier, DJ9BV, "Gain and Performance of 144 MHz Antennas", DUBUS 3/88, pp. 181 - 189
- [3] R. Bertelsmeier, DJ9BV, "Gain and Performance of 432 MHz Antennas", DUBUS 2/89, pp.11 - 13
- [4] R. Bertelsmeier, DJ9BV, "Low Noise Systems for EME", in Allen Katz (Ed.), K2UYH, 'Proceedings IV International EME Conference', Trenton, NJ, 1990
- [5] R. Bertelsmeier, DJ9BV, "Yagi Antennas for 144 MHz", DUBUS 1/90, Vol 19, pp. 19- 31
- [6] G.J. Burke, A.J. Poggio, "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments", NOSC TD 116, Vol. 1, 1981, San Diego, USA
- [7] G. Hoch, DL6WU, "Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen", UKW-Berichte 17(1977), Heft 1, S.27-36
- [8] G. Hoch, DL6WU, "Mehr Gewinn mit Yagi-Antennen", UKW-Berichte 18(1978), Heft 1, S.2-9
- [9] G. Hoch, DL6WU, "Extrem lange Yagi-Antennen", UKW-Berichte 22(1982), Heft 1, S.3-11
- [10] F. Schulze, PE1DAB, "Construction of Folded Dipole for 2 m Yagis", DUBUS 4/90, Vol. 19, pp. 31-33
- [11] James L. Lawson, W2PV, "Yagi Antenna Design: Performance Calculations", HAMRADIO, 1/1980, pp. 22 - 27



# Resonator Filter für die Bänder 9, 6 und 3cm. by DK 2 AB

D. Durch die neuen Bauelemente sind auf den SHF-Bändern 9, 6 und 3cm, Hohlleiteraufbauten für Mischer usw überflüssig geworden. Filter in Streifenleitungstechnik sind jedoch oftmals verlustreich und schwer reproduzierbar. So greift man auf Interdigital- oder Hohlleiterfilter zurück. Diese passen in Größe und Gewicht kaum noch zu den ansonsten "handlichen Weißblechkästchen" und haben zudem eine relativ hohe Durchlaßdämpfung.

Daher suchte ich nach einem Filtertyp, der Handlichkeit, hohe Selektion bei geringer Durchlaßdämpfung und leichte Nachbaubarkeit in sich vereinigt. Hohlraumresonatoren aus gängigem Installationsmaterial des Heizungsbaus erfüllen alle diese Forderungen. Die Filter sind alle nach dem selben Prinzip aufgebaut:

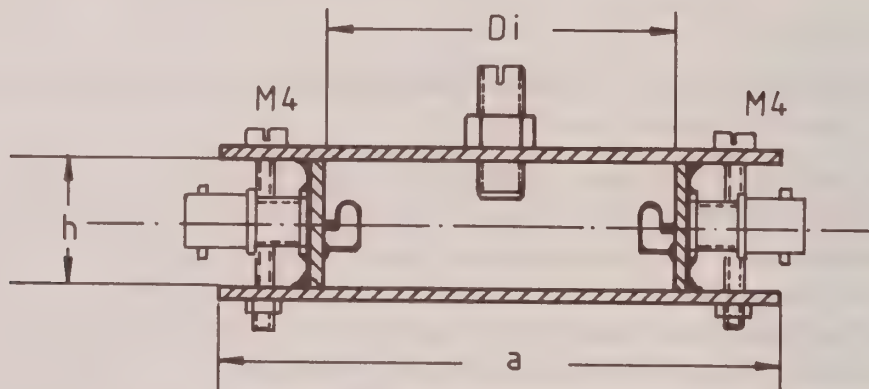


Fig.1

Sie bestehen aus einem Kupferrohrabschnitt (Rohrschneider!) der Höhe der zwei Deckplatten aus 2mm starkem Kupferblech mit quadratischer Fläche der Seitenlänge a, den Buchsen (BNC, SMA oder ähnlich) und der Abstimmerschraube mit Kontermutter, sowie Schrauben, welche die Deckplatten anpressen. Bei den Filtern für 9 und 6cm beläßt man den Grad, der durch den Rohrschneider entstanden ist.

Das Rohr für das 10 GHz-Filter schneidet man mit der Säge ab, weil Rohrschneider den Abschnitt zu stark verformen. Eine Deckplatte und der Rohrabschnitt werden nun miteinander verlötet (sehr hilfreich ist ein gutes Lötmedium z.B. "S39"). Die andere Deckplatte erhält eine Gewindebohrung für die Abstimmerschraube. Diese Platte wird unter die mit dem Rohrabschnitt verlötete Platte gelegt und ca. 6-8 Löcher für die M4-Schrauben dicht am Außendurchmesser des Rohres durch beide Platten gebohrt. Jetzt kann man die Löcher oder Gewindebohrungen für die Buchsen anbringen; das ganze Filter säubern und evtl. versilbern. Die mit den Kupferschleifen versehenen Buchsen werden nur ganz wenig eingedreht und müssen wie in der Skizze stehen. Ein Verdrehen der Koppelschleife bewirkt eine höhere Flankensteilheit, aber auch eine höhere Dämpfung. Die unterschiedlichen Meßergebnisse mit meinen Filtern sind so zu erklären!

| BAND | Di (mm) | h (mm) | a (mm) | BEREICH (GHz)<br>RANGE (GHz) |
|------|---------|--------|--------|------------------------------|
| 9 cm | 54      | 20     | 75     | 2,2 - 4,5                    |
| 6 cm | 32      | 13     | 50     | 5,5 - 7,6                    |
| 3 cm | 20      | 7      | 35     | 9,5 - 12,0                   |

Fig.2

Das Filter für 9cm funktioniert auch noch auf 13cm. Man kann natürlich nach den angegebenen Maßen Ringe drehen und die Deckplatten direkt auf den Ring schrauben. Mehrere Nachbauten, vor allem für 6cm, bewiesen die guten Werte und die Nachbausicherheit. In Kürze werden auch Wobbelkurven vorliegen. DF9LN ermittelte für das 6cm Filter eine Durchlaßdämpfung von ca. 0.4dB. 73 de DK2AB.

E. Resonator filters for the 9, 6 and 3cm band. Because the modern microwave components available now on market, no more waveguide assemblies like wg-mixers also are required. Filters in stripline design are often hard to reproduce and lossy in their insertion performance. Wg-filters or interdigital types are more preferred for amateurradio use at present. The disadvantages are: high insertionloss and big outlines. Resonators made from "installation material used in heating plants" (coppertubes) perform these specifications.

A piece of coppertube is cut and two square-copper plates, 2mm strong are pressed from all sides of the tube by M4 screws. For the 9 and 6cm version, the burr must not be removed. For the 3cm version the tube must be sawed very carefully because the tube should not be deformed! Fig. 1 shows the filter and Fig.2 the outlines. One plate is soldered to the tube and the other plate is prepared by a centered M4 tapped hole for the adjustment screw. About 6-8 holes are drilled into both plates near to the outer diameter for assembling the filter by M4 screws. Now the filter has to be cleaned and may be silverplated. The couplingloops are made from silverplated copperwire (1.5mm) and must be placed as shown in Fig.1. When the coupling loop is turned, the shape factor of the filter becomes more steep and the insertion loss will increase! The 9cm filter can be used also on 13cm. The tube can also be substituted by a revolved brass ring of similar outlines. Several reproductions of this filter, especially the 6cm version, have shown the good reproducible performance. DF9LN measured on the 6cm filter 0.4dB insertion-loss. 73 de Dk 2 AB.

H.-J. Meise, DK2AB, Kiewitsheide 55, D-4504 Georgsmarienhütte.

\*\*\*\*\*

#### Addendum: Control circuits for an EME station (DUBUS 4/85) by SO1MN

E. Two DUBUS-readers have asked for additional clarification regarding the function of relay contacts K4b and K4c (see diagram DUBUS 4/85, p.298). They have got this info separately. I apologize for not having expressed myself clearly enough in the article.

In case the matter might be of general interest, please read the following addendum (the diagram is shown with the station in RX position). In TX position, K4b actuates the internal PA relay K5 (DC power relay with heavy duty contacts) switching the PA cathode bias from cut-off to operating level determined by zener diode D. Thus, the PA anode current is 0 mA when the station is in RX position and with the station in TX position, a small idling anode current in accordance with the tube manufacturer's recommendation should be present in "key-up" position. In "key-down" position, full anode current is drawn, of course. See references to other PA constructions using modern, high power triodes in cathode-driven configuration, especially regarding their connection to the station's control circuits.

The simple function of K4c should be evident from the diagram. It's a small but not unimportant safety detail at a high power station.

#### References:

|                      |                                                                                                             |
|----------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Marc de Munck,       | 144MHz High Power Amplifier (3CX800A7) DUBUS 3/85.                                                          |
| David D. Meacham,    | A 144MHz Amplifier using the 3CX800A7, QST Apr. 1984, (reprinted in the ARRL 1985 Handbook).                |
| Edward L. Meade Jr., | A 2kW PEP Amplifier for 144 MHz (3CX1500A7), QST Dec. 1973 and Jan. 1974 (reprinted in the 1985 ARRL Handb. |

D. Ergänzung zum in DUBUS 4/85 erschienenen Artikel "Steuerung einer EME Anlage" von SO1MN. Karl schreibt: Zwei DUBUS Leser haben mich um eine



# Betrachtungen zu zylindrischen Hohlraumresonatoren Complementation of cylindrical resonator cavities

von H.-J. Meise, DK 2 AB, Kiewitzheide 55, D-4504 Georgsmarienhütte

D.: In Hohlraumresonatoren können sich die verschiedensten Wellentypen ausbreiten. Für den Funkamateuer ist die E010-Resonanz am interessantesten. Hierbei hängt die Resonanzfrequenz theoretisch nur von dem Innendurchmesser ab.

E.: Different modes can be kept alive within a resonator cavity. Most interesting for amateur radio use is the E010-mode. Theoretical, the resonance frequency depends only on the inner diameter of the cavity.

Für die E010-Welle gilt  $\frac{\text{Lambda } R}{D} = 1.3$  also  $FR = \frac{300}{D \cdot 1.3}$   $\frac{D(\text{mm})}{F(\text{GHz})}$

oder kurz:  $F \text{ resonanz} = \frac{230.77}{D}$

Für praktische Ausführungen mit geringer Höhe h, d.h. wenn das Verhältnis:

$\frac{h}{D} < 0.45 - 0.5$  ist,

gibt es kein Problem mit schädlichen, in der Nähe der erwünschten Resonanzfrequenz liegenden Störresonanzen.

Leider liegt die Güte von Hohlraumresonatorfiltern bei geringen Höhen nicht in der erwünschten Größenordnung um z.B. auf 10368 MHz die Oszillatorfrequenz (bei 144 MHz ZF) von 10224 MHz ausreichend zu unterdrücken. Macht man daher das Cavity höher, so muß man mit diesen schädlichen Nebenresonanzen rechnen. Dazu Beispiele:

Bei  $D=20\text{mm}$  und  $h=7\text{mm}$  wird  $Fr = \frac{230.77}{20} = 11.54 \text{ GHz}$

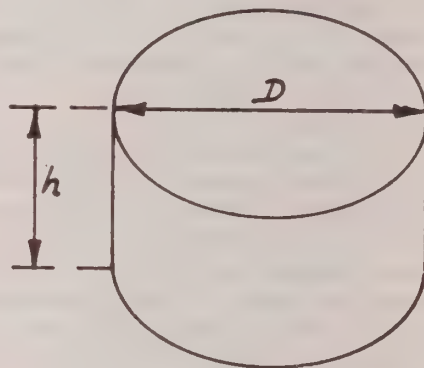
Der Abstand zur nächsten Nebenresonanz E010 ist 11.54 zu 18.5 GHz, also rund 7 GHz groß. Macht man das Cavity bei gleichem Durchmesser  $D=20\text{mm}$  jetzt 14mm hoch, so kommt die nächste Nebenresonanz durch die H111-Welle schon auf rund 2 GHz heran.  $Fr = 13.6 \text{ GHz}$ .

Dieser geringe Abstand könnte unangenehm werden, wenn man das Filter abstimmt, denn der Einfluß der Abstimmsschraube ist bei unterschiedlichen Wellentypen - hier E010 und H111 - verschieden.

E.: In praxis that means if a small height is used (ratio  $h/D < 0.45 - .5$ ) no problems appear with distortion from unwanted resonance-modes. Unfortunately, the highest Q of resonator cavities can't be reached when using small heights and therefore the rejection of i.e. a LO (10224 MHz) in a 10368 MHz-transverter (144 MHz IF) is not sufficient. When the height is increased, unwanted modes may cause problems. The space to the next mode E110 is 11.54 to 18.5 GHz, abt. 7 GHz. If the cavity is changed to a height of 14mm (same  $D=20\text{mm}$ ), the next mode H111 is only still 2 GHz away ( $Fres=13.6 \text{ GHz}$ ). Such small space can cause problems under adjustments of the resonator cavity because the influence of the adjustment screw acts to certain modes in different manner (E010 and H111).

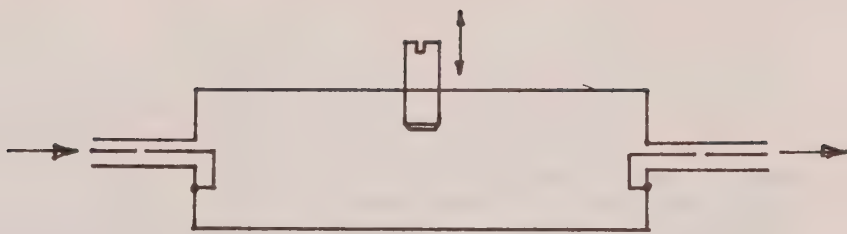
D.: Nun zu den verschiedenen Möglichkeiten an Hohlraumresonatoren anzukoppeln. Grundsätzlich gibt es beim Übergang von koaxialer Leitung auf den Resonator drei verschiedene Möglichkeiten:

E.: Now to the possibilities how to couple into resonator cavities from coaxial systems. Generally three methods are used.

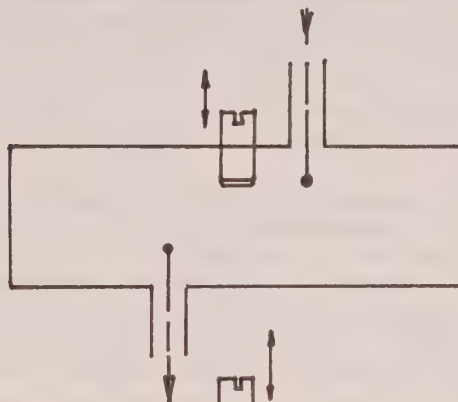




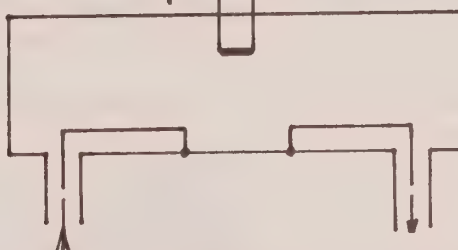
1. Die Induktive Kopplung  
Inductive coupling



2. Die Kapazitive Kopplung  
Capacitive coupling



3. Leitungskopplung  
line coupling



D.: Die Kopplungsarten 1 und 3 dürften für praktische Anwendungen beim Funkamateuer am leichtesten realisierbar sein. Denkbar sind auch gemischte Kopplungen, d.h. für Ein- und Ausgang benutzt man eine andere Kopplung.

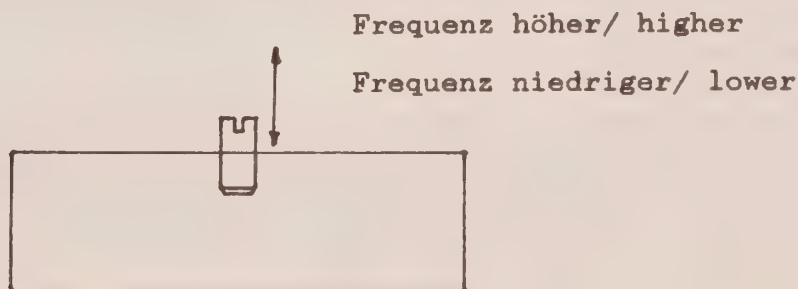
E.: In amateur radio use, the methods 1 and 3 are mostly used. Also mixed couplings (input=inductive and output=line) can be used etc.

D.: Maßnahmen zur Abstimmung bzw. Veränderung der Resonanzfrequenz eines Hohlraumresonators: Zunächst eine grundsätzliche Feststellung (die auch für Hohlleiterfilter gilt):

E.: How to adjust the resonator cavities frequency. Generally:

a.) Wird durch ein leitendes Material (meist eine Schraube) das elektrische Feld bedrängt, so erniedrigt sich die Resonanzfrequenz.

a.) If the electrical field is influenced by a conductive material (screw etc), the resonance frequency will decrease. In praxis, if a screw is dipped into a center of the cavity. The advantage: The field symmetry will be kept.

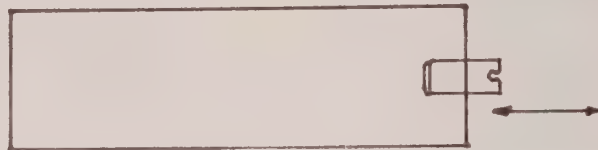


D.: Dies geschieht in der Regel (E010), wenn man eine Schraube senkrecht und mittig vom Deckel in den Innenraum schraubt. Von Vorteil ist hier, daß die Feldsymmetrie gewahrt bleibt.

b.) Wird durch ein leitendes Material (Schraube-induktiver Flügel) das magnetische Feld bedrängt, so erhöht sich die Resonanzfrequenz: Dies geschieht in der Regel (E010), wenn man eine Schraube seitlich in den Innenraum schraubt. Leider wird hierbei das Feld asymmetrisch "verbogen". Deswegen sieht man bei Aufbauten, die sich dieser Abstimmethode bedienen meist mehrere Schrauben vor, die von verschiedenen Seiten in den Innenraum eingeführt werden (z.B. 9cm PA von DK1UV). Ähnlich verhält es sich mit sog. "induktiven Flügeln". Auch sie sollten nicht einzeln verwendet werden, sondern mehrere über 360° gleichmäßig verteilt sein.

b.) if the magnetical field is influenced by a conductive material (screw etc), the resonance frequency will increase. In praxis, if a screw is dipped into the side wall of a cavity. Unfortunately, when using this adjustment method, the field-symmetry will be damaged. To keep the field symmetry inside the cavity, several screws around the side wall should be used (Example: 9cm PA by DK1UV). Also when using "inductive wings", 4 or more "wings" should extend evenly over 360° (Example: 23cm PA 4 times 2C39 by DK1UV).

Frequenz höher      Frequenz niedriger  
higher                      lower



So z.B. angewandt bei der Vierfach-PA für 23cm von DK1UV. Die als letzteres beschriebene Methode, das Einschnüren des magnetischen Feldes, kann einem helfen, wenn das Filter (Hohlleiterfilter oder Hohlraumresonatorfilter) zu groß geraten ist, d.h. eine zusätzliche kapazitive Abstimmung die Frequenz nur noch weiter unter die gewünschte Resonanzfrequenz bringen würde.

Literaturhinweise: Meinke/Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik 5. Auflage S.470ff, A.J. Baden Fuller Mikrowellen Braunschweig 1979 S.100ff

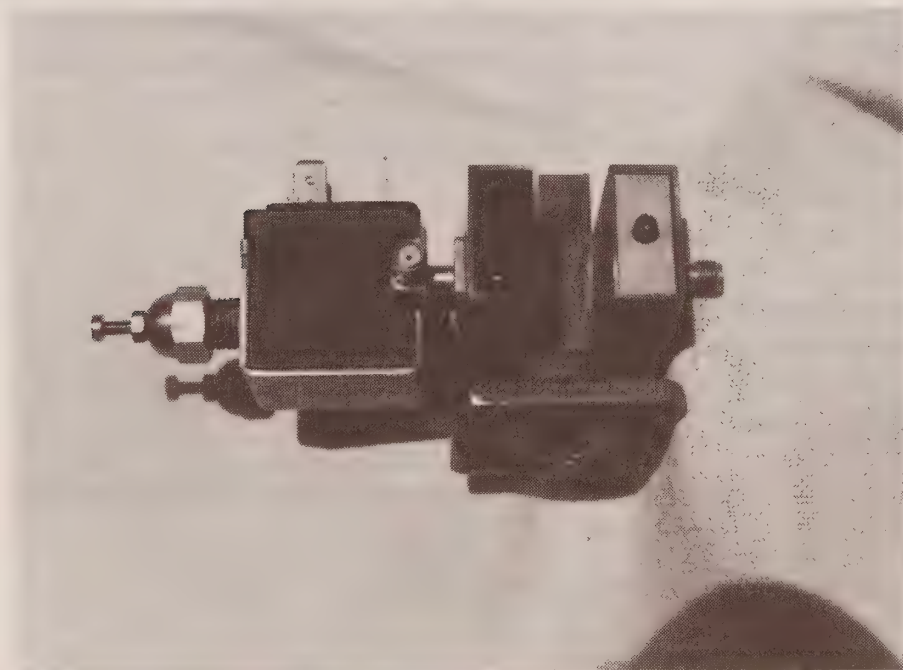
# High Performance RF-Switch for 10 GHz

A. Pisciutti\* & D. Fachin\*\*

**Abstract:** The TR-Switch is one of the most critical parts in 10 GHz transverters. For good results people often use those commercial SMS-Relays, which are expensive. We propose a home made solution in form of a waveguide switch, whic is better than any relay mentioned before and at a much lower price. The design can be applicated to 24 GHz also, where no commercial relays are available.

**Kurzfassung:** Das Sende/Empfangsrelais ist ein wichtiges Element in einer 10 GHZ Station. Viele

benutzen kommerzielle SMA-Relais, die ziemlich teuer sind. Wir stellen hier eine Eigenbau-Lösung vor, die nicht nur billiger, sondern auch besser ist. Die Grundidee ist auch auf 24 GHz anwendbar.



Bild/Figure 1: 10 GHz Waveguide Switch

## 1. Introduction

The RF-switch which is described in the following was originally inspired by a 'quick thinking' of Gianfranco, I4BBE, at our 'Congressino Microonde' in Bologna 1989. At that special event we were discussing the poor results of many ham style relays for

10 GHz and were wondering how these marvellous commercial relays were constructed. Then the idea of a waveguide switch was born and after the implementation we found that we could measure less insertion loss, better VSWR and better isolation than with the variety of professional SMA-relays. One of the prototypes built does its job very satisfactorily in I3OPWs 3W, 10GHz transverter.

---

\* Armando Pisciutti, I3OPW, Vicolo Capuana 2, I-30172 Mestre

\*\* Dino Fachin, IV3FDO, Via Sottoagaro 49, I-33038 San Daniele Fr.



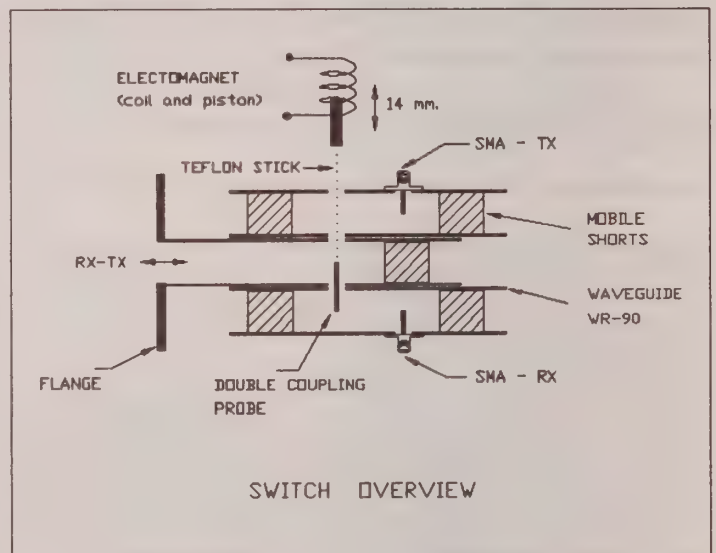
## 1. Einführung

Der vorliegende HF-Schalter für 10 GHz ist auf einen Einfall von Gianfranco, 14BBE, auf dem 'Congressino Microonde' 1989 in Bologna zurückzuführen. Bei dieser Gelegenheit diskutierten wir über die schlechten Eigenschaften von selbstgebaute Relais auf 10 GHz und darüber, wie wohl kommerzielle SMA-Relais konstruiert sind. Dabei entstand die Idee mit dem Hohlleiter-Schalter. Nach der Realisation stellten wir fest, daß dieser Schalter bessere Werte für Durchgangsdämpfung, Isolation und VSWR zeigte als die kommerziellen SMA-Relais und das zu einem Bruchteil des Preises. Einer der Prototypen arbeitet seit mehr als einem Jahr in I3OPW's 3 W, 10 GHz transverter.

## 2. Description

An overview about the mechanical construction is given in figure 2.

Three pieces of WR-90 waveguide are stacked and soldered. The central part is the common port and is fitted with a flange. The two other ports are fitted with SMA-Connectors for easy interfacing to RX and TX. Each SMA-connector is connected to a probe which serves as a coax to waveguide transition. See dimensions in figure 3. The actual switch is made by means of a double coupling probe. In either position this probe connects the common port to either the RX- or TX-waveguide. There is no mechanical contact involved what is important for reliable operation. The waveguide to coax transitions are tuned for best match with the five adjustable shorting bars.



Bild/Figure 2: RF-Switch

In comparison to a normal relay this solution has the disadvantages of:

1. Larger Size
2. More switching noise
3. Narrow Band

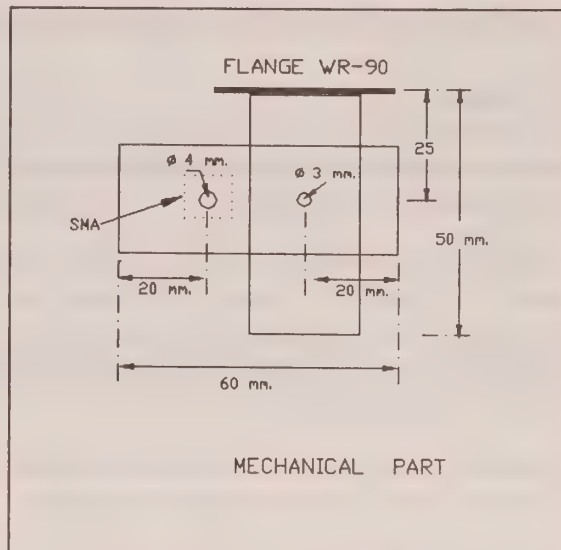
But these are not relevant for amateur use and also an extra waveguide to coax transition is saved.

The details of the assembly are shown in figures 3 and 4. One problem was the construction of the actuator mechanism for the moving probe which has to provide about 14 mm linear translation. After some experiments a coil and piston from a magnet water-valve happened to be a suitable solution. The piston was drilled to take the probe. This was manufactured from a piece of UT-141 semirigid. The inner conductor was removed except for a piece of 14 mm length (Figure 4). The piston is spring loaded to hold its normal position for the RX-position. When the coil is energized the probe moves to the TX-position which can be adjusted by an endlimit screw.

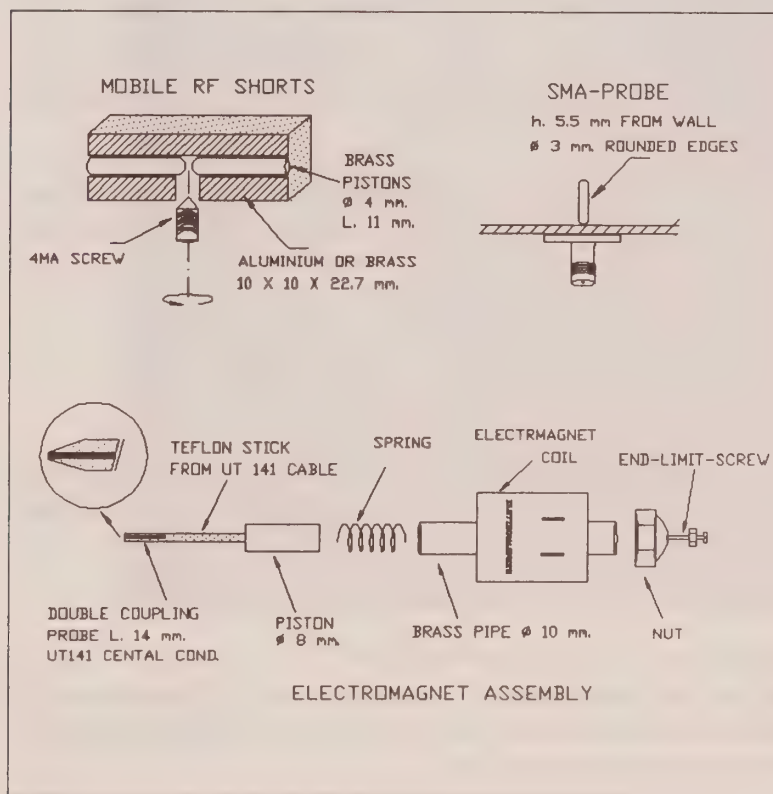
The moving shorts are made from small blocks of brass or aluminum. These are drilled with a 4 mm hole to insert small brass pistons of 4 mm diameter. A central M4 screw serves as an actuator for these rods. This simple mechanism allows for easy movement along the waveguide and secure fastening in the final position.

## 2. Beschreibung

Die Gesamtkonstruktion wird in Bild 2 gezeigt. Drei Stücke mit WR-90 Hohlleiter werden zusammengelötet und der mittlere Teil mit einem Flansch versehen. Das ist der gemeinsame Anschluß. Die beiden anderen Anschlüsse sind mit SMA-Buchsen ausgerüstet, damit man einfach den Sender und den Empfänger anschließen kann. Jede SMA-Buchse ist mit einer Probe bestückt (Bild 4), die als Koax-Hohlleiter Übergang fungiert. Der Umschaltmechanismus besteht aus einer beweglichen Probe, die entweder die Kopplung vom TX-Hohlleiter auf den gemeinsamen oder vom RX-Hohlleiter auf den gemeinsamen Hohlleiter bewirkt. Da keine mechanischen Kontakte bestehen, sondern nur Feldkopplung über den beweglichen Stift, ist der Umschalter sehr zuverlässig. Fünf einstellbare Hohlleiter-Kurzschlüsse gestatten den Abgleich für beste Anpassung.



Bild/Figure 3: Mechanical Part



Bild/Figure 4: Electromagnet Assembly

Zwar ist diese Lösung größer, lauter und schmalbandiger als ein SMA-Relais, aber dafür wesentlich billiger, besser und man spart noch den Koax-Hohlleiter-Übergang.

Die Einzelheiten der Konstruktion gehen aus den Bildern 3 und 4 hervor. Der Magnet kommt aus einem Wasser-Magnetventil. In den Stößel wird die Probe (Bild 4), die aus einem Stück UT-141 Semirigid besteht, eingebracht. Aus dem UT-141 wird der Innenleiter bis auf ein Endstück von 14 mm entfernt. Eine Feder hält die Probe auf der RX-Stellung. In der TX-Stellung begrenzt eine Schraube die Auslenkung.

Die beweglichen Kurzschlüsse werden aus kleinen Alu- oder Messingblöcken gefertigt. Ein mittiges 4 mm Loch nimmt kleine Rundbolzen aus Messing auf, die mit einer mittigen M4 Schraube bewegt werden. Damit

kann man die Blöcke einfach justieren und hinterher sichern.

### 3. Tuning

First the mechanical position of the piston is adjusted for exactly 50 percent covering of both waveguides in either position (RX/TX).

Insert the five RF-shorts. The initial distance to the probes should be about 5 mm. Connect the common port via a directional coupler to a dummy load. Connect a TX to TX-Port via a 10 dB PAD, switch to TX-position and adjust the three shorts for maximum output. This cycle should be done several times because there is a dependancy between the three shorts. After adjustment the shorts should be fastend with the blocking screw.

Connect TX to RX-port, switch to RX and repeat procedure for the remaining two shorts on the RX-waveguide. Don't touch the other shorts.

### 3. Abstimmung

Zuerst wird die bewegliche Probe so justiert, daß sie jeweils mit 50 % in den zu koppelnden Hohlleiter ragt. Dann werden die Kurzschlüsse mit einem Abstand von ca. 5 mm zu den Proben eingesteckt. Über einen Richtkoppler wird eine Hohlleiter-Dummyload angeflanscht. An die TX-Buchse wird über einen 10 dB Abschwächer der Sender angeschlossen. Dann stimmt wechselweise die Position der Kurzschlüsse auf maximale Ausgangsleistung ab.

Nach Wechsel zur RX-Buchse werden die restlichen zwei Kurzschlüsse abgestimmt.

### 4. Final Results

Unfortunately we are not owner of those sophisticated network analyzers which produce those nice plots we have seen in DUBUS.

But anyway with our amateurlike instruments (bolometer, RF-Generator, directional coupler) we could measure insertion loss and isolation in comparison to a SR2-Relay from RLC. These measurements show the superiour performance of our waveguide switch.

Power rating should be sufficient to operate the switch after a TWT.

### 4. Resultate

Mit Amateurmitteln wurden die Einfügungsdämpfung und Isolation im Verhältnis zu einem SR2-Relay von RLC bestimmt. Die Werte waren besser beim Selbstbau-Schalter. Die Leistungsgrenze ist schwer anzugeben, aber für ein TWT sollte es ausreichen.

### 5. Improvements

Many improvements are possible. First you can decrease the DC-Power necessary for the magnet by a permanent magnet. Some of the RF-shorts may be replaced by fixed position walls if enough experience is acquired. Silvering all parts will certainly improve insertion loss.



## 5. Verbesserungen

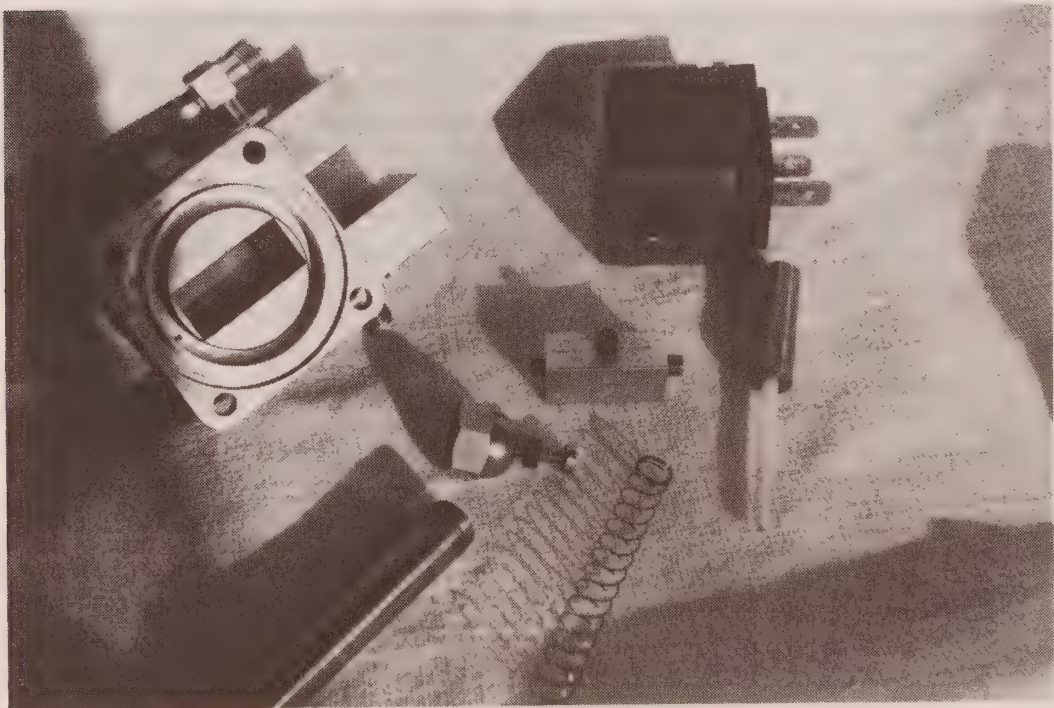
Verbesserungen sind denkbar. Man kann die Leistung auf der Spule (12V/450 mA) durch Anbringen von Permanentmagneten verringern. Teilweise könnten die HF-Kurzschlüsse durch feste Wände ersetzt werden. Versilberung des Schalters könnte auch nichts schaden.

### Remarks

We think that this device will have high performance if accurately assembled. This may be important for EME where fractions of a dB are important. Also a scaling to 24 GHz looks very promising as the probe has to move only 6 mm on 24 GHz.

### Bemerkungen

Wir meine, daß dieser Schalter sehr gute Ergebnisse zeigt, wenn er sauber zusammengebaut und justiert ist. Eine Skalierung des Designs auf 24 GHz sollte nicht zu schwer sein, da dort die nötige Bewegung des Koppelstifts nur noch 6 mm beträgt.



Bild/Figure 5: 10 GHz Waveguide/Coax RF-Switch

# Abgleich von Röhrenendstufen

von Peter Riml, OE9PMJ, Marktstr. 33, A-6971 Hard

Beim Abgleich auf maximale Ausgangsleistung tritt sehr oft das Problem der Überlastung oder Zerstörung der Röhre auf, bevor der Abgleich beendet ist. Die nachstehend beschriebene Methode verhindert eine zu lang anhaltende Dauerbelastung während des Abgleichvorganges. Ein Rechteckgenerator oder eine automatische Morsetaste wird an die Tastleitung des Steuer-senders (CW-Mode) angeschlossen.



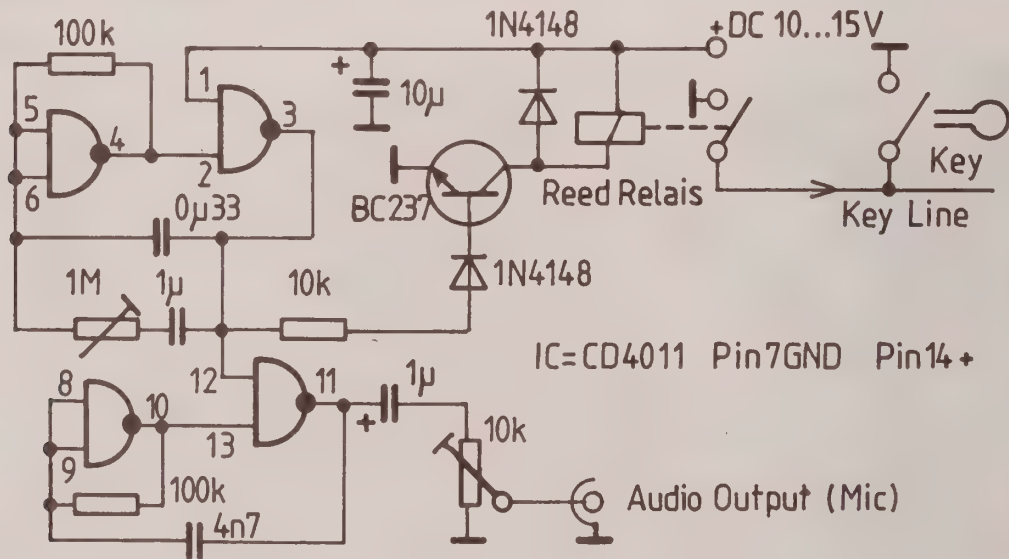
Pulsfrequenz ca. 5 - 10 Hz.

Für den Abgleich in SSB-Mode, kann ein Tongenerator an die Mikrofonleitung angeschlossen werden.



Pulsfrequenz ca. 5 - 10 Hz.

Es wird wie üblich auf max. relativen Output abgeglichen und zum genauen Messen der Ausgangsleistung für mehrere Sekunden ein Dauerträger getastet. Eine einfache Schaltung eines Generators von OE9FKI.



## 3.7 GHz Frequenzteiler : 1000

von Manfred Mühlbacher ©, DB9SB, Ringstr. 2, D-7189 Frankenhardt 1

Angeregt durch Anfragen von OMs, habe ich meinen im cq-DL1/87 veröffentlichten Frequenzteiler erweitert, zu einem Vorteiler 3.7 GHz:1000. Als nachfolgender Zähler wird ein Grundgerät benötigt, das sicher bis 15 MHz arbeitet. Im kalten Zustand arbeitet der Teiler von 2-4 GHz; im betriebswarmen Zustand verringert sich die obere Zählfrequenz bis etwas über 3.8 GHz. Abb. 1 zeigt das Blockschaltbild des Vorteilers.

### Vorverstärker

Als Vorverstärker wird diesmal der Breitbandverstärker MSA 0835 von Avantek verwendet. Die neusten von Avantek publizierten Daten für diesen Verstärker bis 6 GHz sind in der Tabelle 1



zusammengefaßt. Er arbeitet optimal bei 8V Betriebsspannung bei einer Stromaufnahme von typ. 36 mA und hat die größte Verstärkung bei höchstem Frequenzumfang von den MSA- Typen (DC-6 GHz).

### 1. Vorteiler

Als erster Vorteiler wird der  $\mu$ PB 582 R von NEC verwendet. Er teilt das Eingangssignal bis über 3.8 GHz durch 4.

### 2. Vorteiler

Als zweiter Vorteiler wird der U664 von Telefunken- Electronic verwendet. Er ist heute sehr preisgünstig (< 10 DM) zu bekommen. Er teilt das durch 4 geteilte Eingangssignal durch 64.

### 3. und folgende Teilerstufen

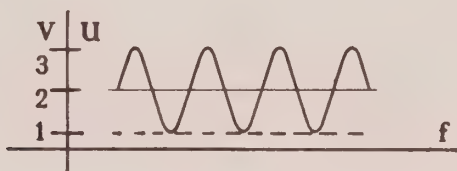
Als 3., 4. und 5. Teiler werden synchron programmierbare Dezimalzähler des Types 74167 verwendet. Sie teilen 2 mal 4:5 und einmal 2:5. Am Ausgang steht nach der 5-Teilerstufe ein TTL-Signal zur Verfügung. Abb. 2 zeigt die Schaltung der Teilergruppe. Abb. 3 zeigt den Bestückungsplan der Teilergruppe. Abb. 4 zeigt den Dynamikbereich in Abhängigkeit von der Frequenz.

### Aufbau

Nachdem man die Teflonplatine in das Weißblechgehäuse eingepaßt hat, werden als erstes die Buchsenlöcher ermittelt und gebohrt. Anschließend kann man, wenn alle Bohrungen und Aussparungen auf der Platine gemacht wurden, die Platine rundum in das Weißblechgehäuse einlöten. Die Buchsenstifte dienen als Auflage für die Platine. Nun kann die Platine bestückt werden. Es gelten hier alle im cq-DL 1/87 gegebenen Hinweise.

### Abgleich

Für den ersten Teiler sollte durch geringfügiges Variieren der Betriebsspannung die höchste Frequenz ermittelt werden. Der Prototyp wurde an 5V gelegt und arbeitet bis über 3.8 GHz (keine Optimierung). Alle nachfolgenden Teilerstufen liegen fest an 5V. Für den Vorverstärker muß das Poti so eingestellt werden, daß ein Strom von ca. 36 mA fließt (nicht stabil!). Ferner befindet sich auf der Baugruppe ein Poti für die Pegeleinstellung der Synchronsteiler, welches nur einen kleinen Regelbereich besitzt. Wichtig ist vor allem, daß die Offset- Spannung nicht über 1V hinausgeht. Am besten mißt man mit einem Oszilloskope am Pin 9 des ersten Synchronsteilers. Gegebenenfalls muß der Widerstand 330  $\Omega$  am Kollektor des BF324 auf 180  $\Omega$  verändert werden.



Eingangsspannung Pin 9 SN74167

### Schlußbemerkung

Da keine echte Frequenzteilung bei den 3 letzten Stufen mehr stattfindet, sondern nur Impulse ausgeblendet werden, ergibt sich bei 3.8 GHz eine Impulsbreite von ca. 670  $\mu$ sec. Der nachfolgende Zähler muß somit mindestens 15 MHz verarbeiten können. Ich möchte noch darauf hinweisen, daß die Schaltung der Impulsaustastung von DL6WA (cq-DL 6/83) übernommen wurde. Der Aufbau des Vorteilers ist relativ einfach und problemlos. Der Bausatz, sowie fertige Teiler sind bei Gigatech, K. Himmler, DB3UU, in Heddesheim erhältlich.

### Literaturhinweise:

cq-DL 1/87, 3.7 GHz- Frequenzteiler, M. Mühlbacher, DB9SB

Avantek, Neue Daten der MSA- Verstärkerfamilie

cq-DL 6/83 S. 280-281, Einfacher Vorteiler bis über 1 GHz, H. Mazur, DL6WA.



| Frequenz | Gain (dB) | Pout (dBm) | Noise Fig. (dB) |
|----------|-----------|------------|-----------------|
| DC       | 30        | 12         | 2.7             |
| 1 GHz    | 24        | 13         | 3               |
| 2 GHz    | 18        | 12         | 3.7             |
| 3 GHz    | 14        | 11         | 4.3             |
| 4 GHz    | 11        | 9          | 5               |
| 5 GHz    | 9         | 7          | 5.5             |
| 6 GHz    | 7         | 6          | 6               |

Tabelle 1. MSA 0835 (Id 36mA)

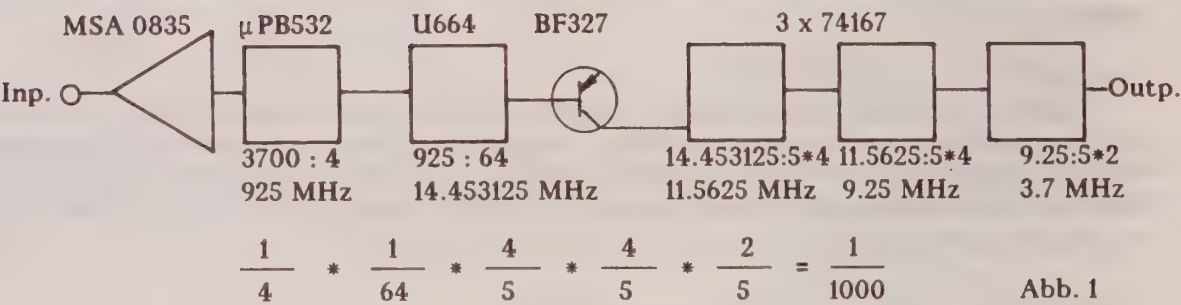


Abb. 1

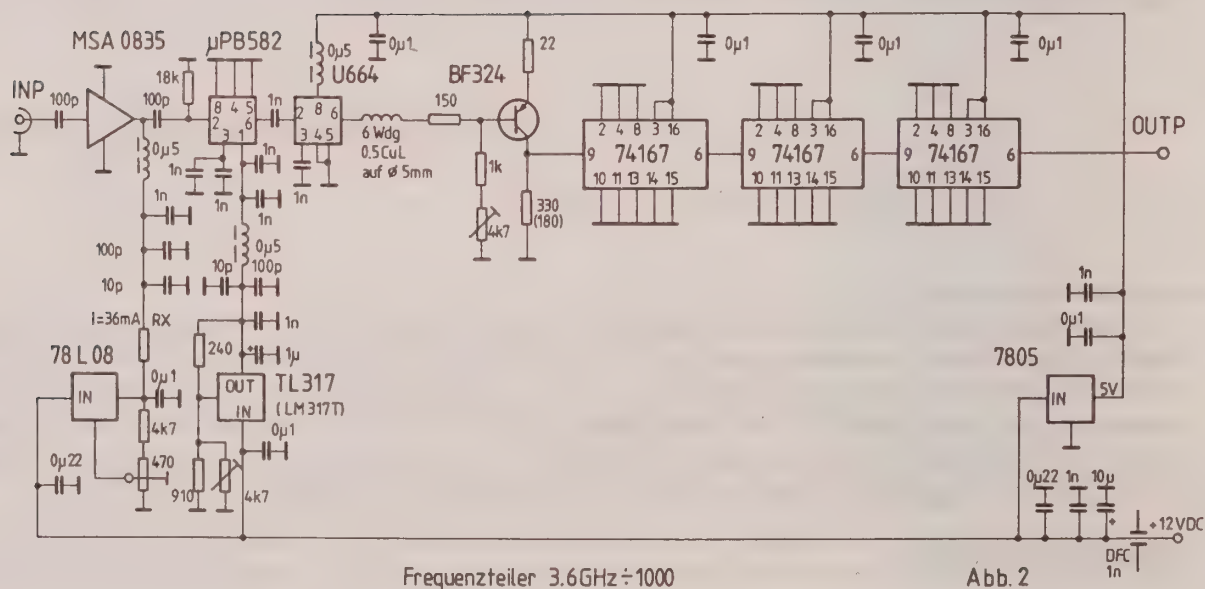


Abb. 2

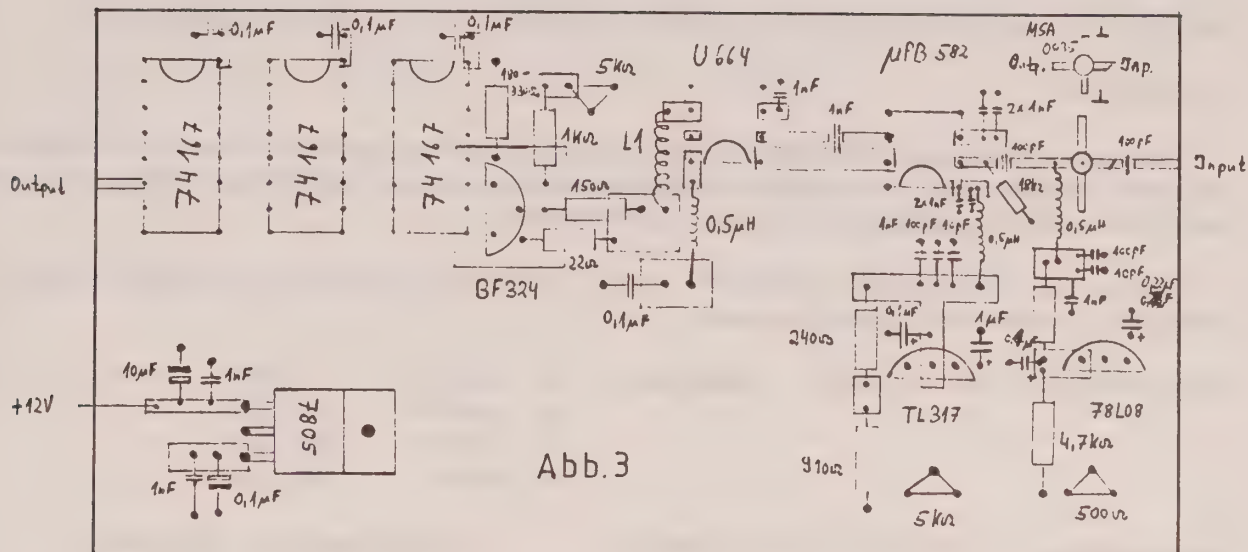
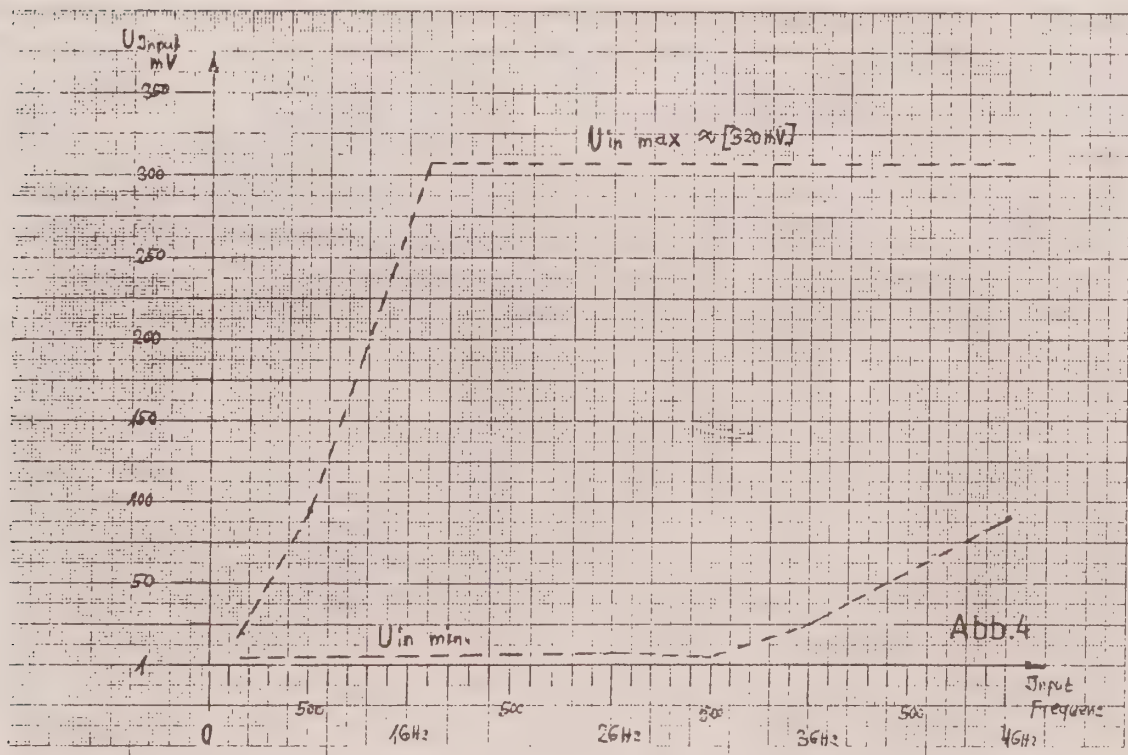


Abb.3

Abb.1



# Präzisions-Wattmeter mit automatischer VSWR – Anzeige für 144 – 2320 MHz

von Dipl.-Phys. Rainer Bertelsmeier ©, DJ9BV, Glücksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50

## 1. EINLEITUNG

Ein genau anzeigendes Wattmeter gehört mit zu den wichtigsten Meßgeräten des VHF/UHF-Amateurs. Leider stehen kommerzielle Meßgeräte entweder nur zu erheblichen Kosten, oder als Amateurversion in ungenügender Qualität zur Verfügung.

Es wird ein Anzeigegerät beschrieben, das in Verbindung mit käuflichen Präzisions-Richtkopplern folgende Eigenschaften aufweist:

|                                 |                          |          |
|---------------------------------|--------------------------|----------|
| Frequenzbereich: 144 – 2320 MHz | Meßbereich: 0.6 – 2000 W | 144 MHz  |
|                                 | 0.3 – 1000 W             | 432 MHz  |
|                                 | 0.03 – 100 W             | 1296 MHz |
|                                 | 0.01 – 40W               | 2320 MHz |

|                |                              |                                |
|----------------|------------------------------|--------------------------------|
| Betriebsarten: | * Vorlauf-, Rücklaufleistung | * PEP (Spitzenwert)- Messung   |
|                | * CW (Mittelwert)- Messung   | * 3 Meßbereiche: 10, 100, 1000 |

|                                         |                      |                             |
|-----------------------------------------|----------------------|-----------------------------|
| Automatik SWR-Messung (Direkte Anzeige) | * SWR-Low: 1.0 – 2.0 | * SWR-High: 1.0 – Unendlich |
|                                         |                      |                             |

|             |                           |                                      |
|-------------|---------------------------|--------------------------------------|
| Versorgung: | * Akkubetrieb (max. 20 h) | * Netzbetrieb NC-Akku wird gepuffert |
|             |                           |                                      |

Richtkoppler: Verwendung beliebiger Richtkoppler, abgesetzt bis zu 20m Anschluß über 5-polige Normbuchse.

## 2. FUNKTIONSWEISE VON RICHTKOPPLERN

Ein Richtkoppler erlaubt die Auskopplung von auf einer Koaxialleitung fließenden Leistung. Je nach Einbaurichtung wird nur die vorlaufende Leistung, oder nur die rücklaufende Leistung ausgekoppelt. Richtkoppler mit zwei Nebenleitungen unterschiedlicher Richtungsselektion erlauben in Verbindung mit einem HF-Detektor (z.B. Dioden-Gleichrichter) die einfache Messung von Vorlauf- und Rücklaufleistung auf einem Koaxialkabel (Bild 1).

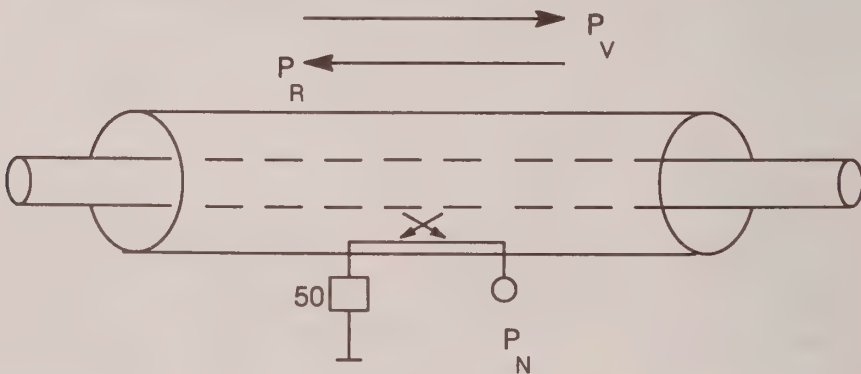


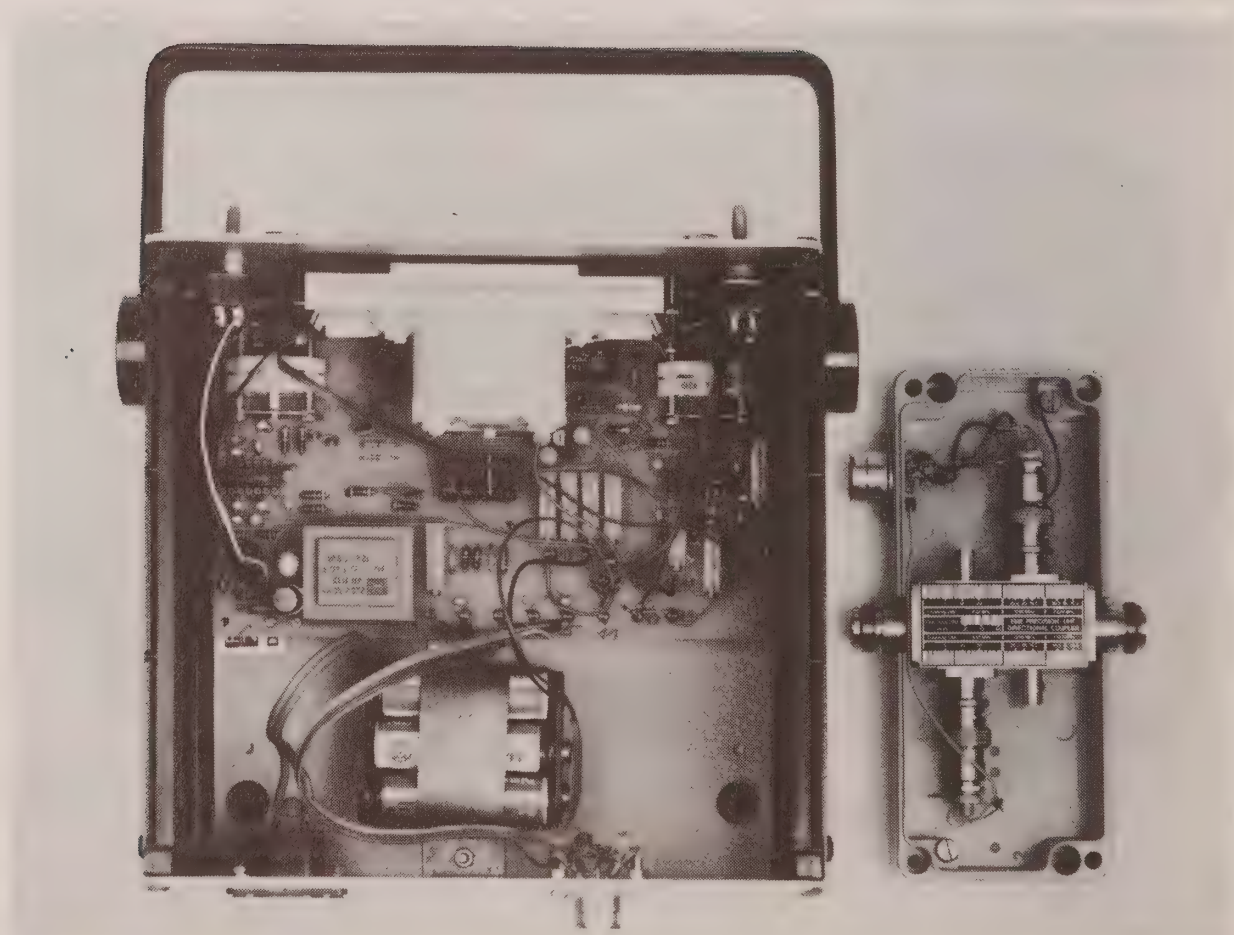
Bild 1

Die bestimmenden Gütekriterien für einen Richtkoppler sind:

- Koppeldämpfung  $K = \sqrt{\frac{P_n}{P_v}}$
- Isolation  $I = \sqrt{\frac{P_n}{P_r}}$
- Richtwirkung  $D = \frac{K}{I}$







Die Richtwirkung bestimmt, wie gut der Richtkoppler vorlaufende und rücklaufende Leistung unterscheiden kann. Sie begrenzt die erreichbare Meßgenauigkeit für die Messung der Vorlaufleistung und die Messung der Rücklaufdämpfung ( $RL = \sqrt{P_r/P_v}$ ), aus dem man das VSWR auf der Koaxialleitung durch einfache Umrechnung ableiten kann. Das Ersatzschaltbild einer Nebenleitung (Bild 2) zeigt, daß sich zwei HF-Spannungen, die zum einen über die Koppeldämpfung von der Rücklaufleistung abgeleitet wird und zum zweiten über die Isolation von der Vorlaufleistung gebildet wird, vektoriell, d.h. nach Betrag und Phase, addieren.

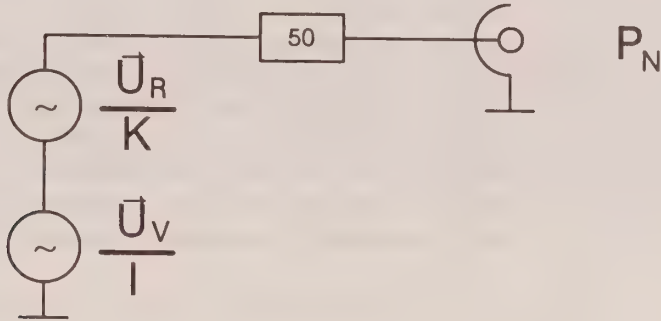


Bild 2

Für die Spannung auf Nebenleitungen gilt:

$$\vec{U}_N = \frac{\vec{U}_V}{I} + \frac{\vec{U}_R}{K} \text{ bzw. } \vec{U}_N = \frac{1}{K} (\vec{U}_R + D \vec{U}_V).$$

Bei endlicher Isolation können sich z.B. die Spannungen verstärken (Phasenlage ist 0 Grad), oder auslöschen (Phasenlage 180 Grad). Bei Messungen der Rücklaufleistung wird also ein variabler Meßfehler, der nur von der relativen Phasenlage von Vorwärts- und Rückwärtsspannung abhängt, das Ergebnis verfälschen.

Diese Tatsache kann man leicht beobachten, indem man einen Richtkoppler auf der zu messenden Koaxialleitung verschiebt. Die Anzeige der Rücklaufleistung ändert sich dann je nach Position auf der Leitung! Der Betrag der Änderung, und damit der Meßfehler ist um so kleiner, je besser der Richtfaktor des verwendeten Richtkopplers ist. Die Meßgrenze ist erreicht, wenn die zu messende Rückflußdämpfung gleich dem Richtfaktor ist. Dann kann die angezeigte Rücklaufspannung zwischen Null und dem doppelten des wahren Wertes schwanken. Die beiden Spannungen:

Formel (1)  $\frac{\vec{U}_V}{I} \text{ und } \frac{\vec{U}_R}{K} \text{ (Bild 2)}$

sind dann nämlich von gleichem Betrag. Der Richtfaktor bildet also die Meßgrenze für die Messung der Rückflußdämpfung. Das VSWR ergibt sich aus der Rückflußdämpfung:

$$VSWR = \frac{1+RL}{1-RL}$$

$$\text{mit } RL = \frac{|\vec{U}_r|}{|\vec{U}_v|}$$

Leider benutzen käufliche SWR-Meßgeräte, die für Amateuranwendungen angeboten werden, relativ schlechte Richtkoppler mit ungenügendem Richtfaktor. Z.B. haben Stripline-Richtkoppler (gedruckte Schaltung), oder offene "Trog-Leitungen" Richtfaktoren von ca. 20 dB. Gute Richtkoppler haben Richtfaktoren von besser 30 dB. Beispiele sind das Wattmeter von BIRD und der Richtkoppler von EME. Insbesondere der Richtkoppler 2320A von EME zeigt einen exzellenten Verlauf des Richtfaktors in einem sehr großen Frequenzbereich von 144 - 2320 MHz (Siehe Bild 3, nächste Seite).



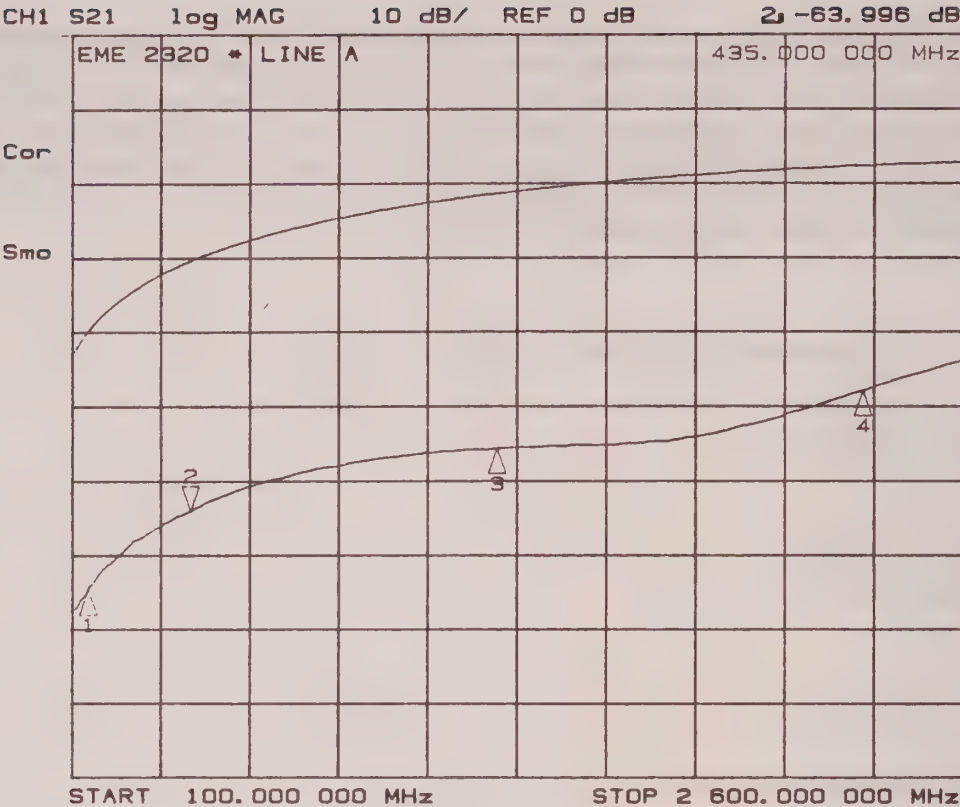


Bild 3

Die in Bild 3 ersichtlichen Werte sind sehr teuren Richtkopplern professionelle Herkunft ebenbürtig:

| Typische Kennwerte Richtkoppler EME2320A |        |        |
|------------------------------------------|--------|--------|
| Frequenz (MHz)                           | K (dB) | D (dB) |
| 144                                      | -37    | 35,5   |
| 432                                      | -30    | 33,5   |
| 1296                                     | -20    | 34     |
| 2320                                     | -16    | 30,5   |

| VSWR-Meßfehler @ Richtfaktor |        |                                      |      |           |      |           |
|------------------------------|--------|--------------------------------------|------|-----------|------|-----------|
| Wahres VSWR                  | RL     | Angezeigtes VSWR (Minimum - Maximum) |      |           |      |           |
|                              | ( dB ) | D=33db                               |      | D=30dB    |      | D=20db    |
| 1.05                         | 32.26  | 1.00                                 | 1.10 | n. meßbar |      | n. meßbar |
| 1.10                         | 26.44  | 1.05                                 | 1.15 | 1.03      | 1.17 | n. meßbar |
| 1.15                         | 23.13  | 1.10                                 | 1.20 | 1.08      | 1.23 | n. meßbar |
| 1.20                         | 20.83  | 1.15                                 | 1.26 | 1.13      | 1.28 | n. meßbar |
| 1.25                         | 19.08  | 1.19                                 | 1.31 | 1.17      | 1.33 | 1.02 1.54 |
| 1.30                         | 17.69  | 1.24                                 | 1.36 | 1.22      | 1.39 | 1.06 1.60 |
| 1.40                         | 15.56  | 1.34                                 | 1.47 | 1.31      | 1.49 | 1.14 1.73 |
| 1.50                         | 13.98  | 1.43                                 | 1.57 | 1.40      | 1.60 | 1.22 1.86 |
| 1.60                         | 12.74  | 1.53                                 | 1.68 | 1.50      | 1.71 | 1.30 1.99 |
| 1.80                         | 10.88  | 1.71                                 | 1.89 | 1.68      | 1.93 | 1.46 2.26 |
| 2.00                         | 9.54   | 1.90                                 | 2.10 | 1.86      | 2.15 | 1.61 2.53 |
| 2.20                         | 8.52   | 2.09                                 | 2.32 | 2.05      | 2.37 | 1.76 2.81 |
| 2.40                         | 7.71   | 2.28                                 | 2.53 | 2.23      | 2.59 | 1.91 3.10 |
| 2.60                         | 7.04   | 2.46                                 | 2.75 | 2.41      | 2.82 | 2.05 3.39 |
| 2.80                         | 6.49   | 2.64                                 | 2.97 | 2.58      | 3.04 | 2.19 3.69 |
| 3.00                         | 6.02   | 2.83                                 | 3.19 | 2.76      | 3.27 | 2.33 4.00 |
| 3.50                         | 5.11   | 3.28                                 | 3.74 | 3.20      | 3.84 | 2.67 4.81 |
| 4.00                         | 4.44   | 3.73                                 | 4.30 | 3.63      | 4.43 | 3.00 5.67 |
| 4.50                         | 3.93   | 4.18                                 | 4.86 | 4.06      | 5.02 | 3.31 6.59 |
| 5.00                         | 3.52   | 4.62                                 | 5.43 | 4.48      | 5.63 | 3.62 7.57 |

Tabelle 1

Die Tabelle 1 zeigt den Einfluß des Richtfaktors D auf den Meßfehler bei der VSWR- Messung in numerischer Form.

Anmerkung: Die dargestellten Werte für den Richtfaktor D können wie folgt charakterisiert werden:

- 33 dB: Typischer Wert für EME-2320A Richtkoppler.
- 30 dB: Garantiewert (Minimum) für EME-2320A und BIRD 43.
- 20 dB: Typischer Wert für "unspezifizierte" Koppler, d.h. deren Richtfaktor überhaupt nicht angegeben ist.

Die Qualität von einfachen Richtkopplern ist, wie man deutlich sieht, selbst für Amateurzwecke völlig unzureichend. Um auch kleine Stehwellenverhältnisse unter 1.2 messen zu können, ist unbedingt ein Präzisionsrichtkoppler mit mindesten 30 dB Richtfaktor notwendig. Bei richtiger Wahl des Richtkopplers erhält man außerdem einen großen Frequenzbereich von 144 - 2320 MHz. Der Typ 2320A von EME erfüllt diese Anforderungen. Das Anzeigegerät ist auch mit anderen Richtkopplern verwendbar. Die Anzeigegrenzen ändern sich dann entsprechend der Koppeldämpfung auf den Amateurbändern.

3. ANZEIGEGERÄT

Leider ist die Auswahl eines guten Richtkopplers noch nicht ausreichend für die Realisation eines guten Wattmeters. Um die Leistung auf den Nebenleitungen zu messen, werden Meßgleichrichter mit Schottky-Dioden verwendet. Ihr Linearitätsbereich ist ohne besondere Maßnahmen sehr eingeschränkt, wie Bild 4 zeigt.

HF-Kennlinien von Schottky-Dioden

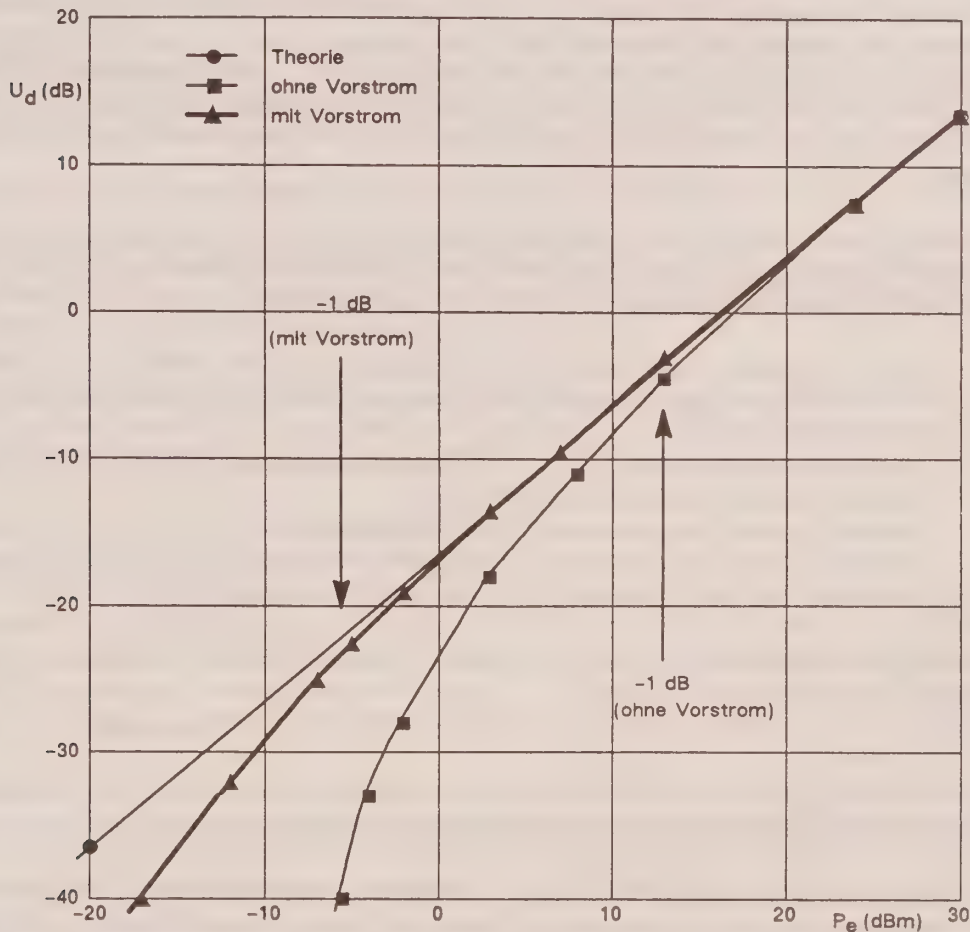


Bild 4

Die Darstellung "Richtspannung  $U_d$  gegen Eingangsleistung  $P_e$ " ist doppelt logarithmisch. Die theoretische Kurve ( $U_d$  ist proportional der Wurzel aus der Eingangsleistung  $P_e$ ) bildet einen Winkel von 45 Grad. Die Kennlinie einer Schottky-Diode (gestrichelte Kurve) knickt schon bei Eingangsleistungen unter +10 dBm ab. Leistungen von 0 dBm und kleiner ergeben praktisch keine Richtspannung, so daß sie auch nicht gemessen werden können.

Ein Dynamikbereich (Linearitätsabweichung < 1dB) von nur 20dB nutzt aber den Richtfaktor von typ. 33dB, den z.B. der EME2320A aufweist, überhaupt nicht aus. Man kann einerseits die erreichbare Meßgenauigkeit des Kopplers wegen der beschränkten Dynamik der Diodenköpfe nicht ausnutzen und andererseits werden sehr hohe Vorlaufleistungen benötigt, um große Rückflußdämpfungen (entspricht kleinem VSWR) messen zu können.

Z.B. sind für 10 dBm Leistung auf der Rücklaufleitung bei einer Rückflußdämpfung von 20 dB (Entspricht VSWR = 1.22) 30 dBm auf der Vorlaufleitung notwendig. Wegen der variablen Kopfeldämpfung werden je nach Band zwischen 68 dBm auf 144 MHz, 60 dBm auf 432 MHz, 50 dBm auf 1296 MHz und 46 dBm auf 2320 MHz auf der Hauptleitung benötigt. Das wären 6300 Watt auf 144 MHz, 1000 W auf 432 MHz und 100 W auf 1296 MHz!

Einen Ausweg bietet die Verwendung von mehreren Skalen, so daß der nichtlineare Teil der Anzeigekurve bis herunter zu 0 dBm erfaßt wird. Dann wäre um den Preis von 3 Skalen pro Band eine Anzeigedynamik von 30 dB erreichbar. Die o.a. Leistungen für die Messung eines VSWR von 1.22 würden sich dann um den Faktor 10 erniedrigen. Oder bei gleicher Vorlaufleistung könnte man nun ein VSWR von 1.07 entsprechend 30 dB Rückflußdämpfung messen. Die notwendigen Vorlaufleistungen sind aber wohl normalerweise nicht realisierbar, so daß der Bereich des meßbaren VSWR erst bei ca. 1.2 anfängt. Dafür ist aber der gute und teure Koppler zu schade!

Eine bessere Lösung besteht in der Linearisierung der Diodenkennlinie über einen eingepprägten Vorstrom von einigen Mikroampere. Nach Kompensation der temperaturabhängigen Diodenflußspannung ergibt sich eine lineare Kennlinie bis herunter zu Eingangsleistungen von -5 dBm, also eine Anzeigedynamik von 35 dB, da die maximale Eingangsleistung 30 dBm beträgt. Die Kennlinie einer linearisierten Schottky-Diode ist in Bild 4 durch eine Linie mit Meßpunkten dargestellt.

Der hohe Dynamikbereich von 35 dB (gegenüber 20 dB bei einer nichtlinearisierten Diode) ist mehr als ausreichend, um die Richtfaktoren selbst der besten Richtkoppler auszunutzen. Dadurch werden folgende Eigenschaften des Wattmeters möglich:

1. Die Verwendung einer Skala für 3 Meßbereiche (10, 100, 1000) und alle Bänder.
2. VSWR- Messungen bis herunter zur Meßgrenze (VSWR min = 1.045) auch bei kleinen Vorlaufleistungen.
3. VSWR-Messung und Anzeige durch Quotientenbildung von  $U_r$  und  $U_v$  über Analog-Divider über den vollen Dynamikbereich
4. Großer linearer Anzeigebereich für HF-Leistung  
144 MHz: 0,6-2000W, 432 MHz: 0.3-1000W, 1296 MHz 0.03-100W, 2320 MHz 0.01-40W
5. Günstige Minimal-Leistung für genaue SWR-Messung.

Die minimale Vorlaufleistung, die zur genauen Messung des SWR nötig ist, bestimmt sich nach folgender Gleichung:

$$P_{min} = -5 + RL + K(f) \quad \text{Formel (2)}$$

Die Werte werden in dB eingesetzt. K ist die Dämpfung von der Frequenz abhängige Koppeldämpfung in dB, RL bezeichnet die zu messende Rückflußdämpfung in dB.

Bei Vorlaufleistungen, die größer als die Minimalleistung sind, wird das SWR unabhängig von der Vorlaufleistung richtig angezeigt. Unterhalb dieser Minimalleistung wird ein zu gutes SWR angezeigt. Bei 1/10 der Tabellenwerte beträgt der Meßfehler für die Rückflußdämpfung RL -3 dB. Ein wahres SWR von z.B. 1.22 würde dann als 1.152 angezeigt.



Die nachfolgende Tabelle zeigt den Zusammenhang an Zahlenbeispielen:

| Minimal-Vorlaufleistung für VSWR-Messung |                             |                   |                  |
|------------------------------------------|-----------------------------|-------------------|------------------|
| Frequenz                                 | Minimum-Vorlaufleistung (W) |                   |                  |
| (MHz)                                    | SWR=1,5(RL=14dB)            | SWR=1,22(RL=20dB) | SWR=1,1(RL=26dB) |
| 144                                      | 50                          | 200               | 800              |
| 432                                      | 8                           | 32                | 126              |
| 1296                                     | 0,8                         | 3,2               | 13               |
| 2320                                     | 0,3                         | 1,2               | 5                |

Tabelle 2

4. TECHNISCHE REALISIERUNG

Das Gesamtschaltbild zeigt Bild 5. Die Hauptfunktionen werden im Folgenden erklärt.

4.1 LINEARISIERUNG DER SCHOTTKY-GLEICHRICHTER

Die Schottky-Dioden im HF-Meßgleichrichter werden über eine Stromquelle mit einem Durchflußstrom von ca. 20 µA versorgt. Deshalb liegt an ihnen eine Durchflußspannung von ca. 0.2 Volt an. Diese Spannung wird temperaturabhängig über einen als Subtrahierer geschalteten Operations-Verstärker kompensiert. Dazu wird die Flußspannung einer Silizium-Diode verwendet, die gleichzeitig als Temperaturfühler dient.

4.2 AUTOMATISCHE SWR-ANZEIGE

Wie Bild 5 zeigt, werden die aus der Linearisierung gewonnenen Spannungen  $U_v$  und  $U_r$ , die über einen Dynamikbereich von 35 dB die gleiche funktionale Abhängigkeit von der Eingangsleistung  $P_v$  und  $P_r$  aufweisen, auf einen Analog-Divider (I3) gegeben. Der Ausgang des Dividers ist

damit innerhalb des Dynamikbereiches proportional zum Quotienten  $RL = \frac{U_v}{U_r}$  und damit auch

über Formel (1) proportional zum VSWR. Die Skala des Anzeigeinstruments kann somit direkt in RL (Rückflußdämpfung) geeicht werden. Das gleiche gilt für das VSWR, da nach Formel (1) das VSWR direkt mit der Rückflußdämpfung RL verknüpft ist.

Über eine umschaltbare Gewichtung der Rückwärtsspannung  $U_r$  mit dem Faktor 3 (entsprechend 9.5 dB) wird eine VSWR-Lupe realisiert, da dann der Vollausschlag des Anzeigeinstruments einem VSWR von 2.0 (entsprechend 9.5 dB Rückflußdämpfung) entspricht.

4.3 ANZEIGE DES SPITZENWERTES PEP

Über eine Spitzenwert/Halte-Schaltung (I2) wird aus der Vorlaufspannung oder der Rücklaufspannung der jeweilige Spitzenwert mit einer Anstiegs- Zeitkonstante von 5 msec und einer Halte-Zeitkonstante von 5 sec gebildet. Dadurch wird immer der Spitzenwert der Ausgangsleistung (PEP) angezeigt, solange die Haltezeit der Schaltung größer als die Zeitkonstante der Leistungsänderungen ist. Bei den gewählten Größen ist das für SSB- und Tastmodulation der Fall.

Die Spitzenwert-Anzeige ist besonders wichtig zum Einpegeln von SSB-Sendern (Modulation /Ansteuerung) sowie zum Abstimmen von Hochleistungs-Endverstärkern. Diese können nämlich über Tastung von Morse-Punkten oder Sprache abgestimmt werden.

Die Spitzenwert-Anzeige ist umschaltbar auf Mittelwert-Anzeige (CW), die sonst üblichen Anzeigeverfahren bei konventionellen Wattmetern entspricht.

## 1/87



#### 4.4 MESSBEREICH-UMSCHALTUNG UND EICHUNG

Zwecks Verwendung einer gemeinsamen Skala für alle Bänder und alle drei Leistungsbereiche ist jedes Band einzeln eichbar. Die Leistung, bei der das Anzeigegerät geeicht wird, beträgt auf jedem Band jeweils 25% der maximalen Leistung (z.B. für den Koppler EME2320A auf 2m 500W, 70cm: 250W, 23cm: 25W, 13cm: 10W).

Wegen des großen Dynamikumfangs der linearisierten Meßgleichrichter kann der Leistungsmessbereich in 3 Dekaden umgeschaltet werden. Die kleinste meßbare Leistung bei max. 1 dB Abweichung vom wahren Wert beträgt auf allen Bändern 1/3000 der maximalen Leistung, die wiederum nur durch die Belastbarkeit des verwendeten Richkopplers begrenzt wird. Über einen Bereich von 30 dB (entsprechen 1/1000) beträgt die Abweichung weniger als 0.4 dB, d.h. weniger als 9% vom wahren Wert. Professionelle Wattmeter wie z.B. das BIRD 43 sind mit einem Anzeige-fehler von maximal 5% des Skalenwertes angegeben. Daraus folgt, daß die Anzeigegenauigkeit dieses Gerätes insbesondere bei kleinen und mittleren Anzeigewerten besser oder mindestens so gut ist, da ja der Fehler nicht auf den Skalenendwert, sondern auf den tatsächlichen Wert bezogen ist.

Die kleinste anzeigbare Leistung (Indikator) beträgt jeweils 1/50000 der maximalen Leistung!

#### 4.5 STROMVERSORUNG

Die Anzeigeelektronik wird über 6 eingebaute NC-Akkumulatoren (AA-Größe) versorgt. Die Betriebsdauer ohne Nachladen beträgt 20 Stunden. Das eingebaute Ladegerät erlaubt dauernden Pufferbetrieb am Netz, da im eingeschalteten Zustand mit C/50 geladen wird. Spannungsinverter (I4) und Regler (I5, I6) erzeugen +/- 5 Volt. Einflüsse durch Spannungsschwankungen sind somit eliminiert.

### 5. AUFBAU DES ANZEIGEGERÄTES

#### 5.1 FRONTPLATTE UND BEDIENUNG

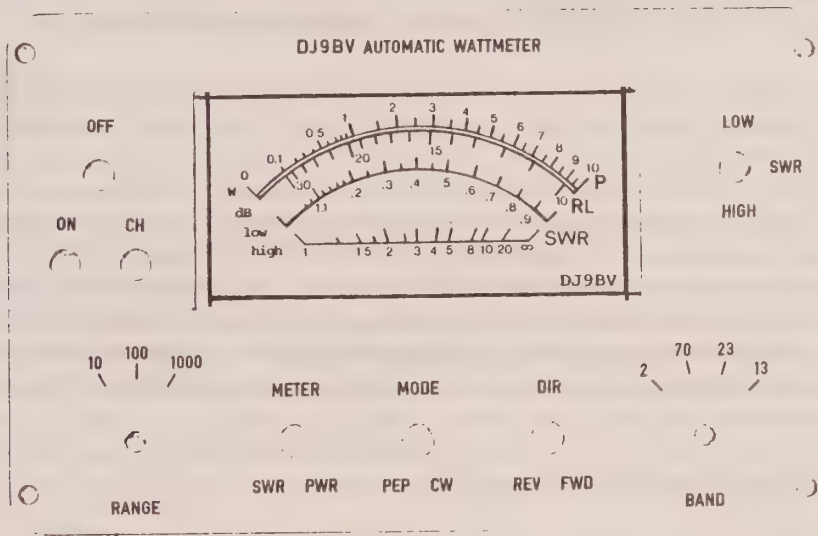


Bild 6

##### 5.5.1 FRONTPLATTE

Die Frontplatte (Bild 6) enthält Schalter für:

**Range:** 10, 100, 1000  
**Dir:** FWD/REV  
**OFF:** Ein/Aus

**Mode:** PEP/CW  
**Band:** 2, 70, 23, 13

**Function:** PWR/SWR  
**SWR:** Low/High



Die Skala des Anzeigeinstruments hat Einteilungen für:

P: Leistung (0.1-10W), RL: Rückflußdämpfung (10-30 dB), SWR: Stehwellenverhältnis  
Die Skala gilt für alle Frequenzen und Meßbereiche. (Low 1.0 - 2.0; High 1.0 - unendlich)

Zwei Kontroll-LED zeigen den Betriebszustand an. Die rote LED "ON" leuchtet, wenn das Gerät eingeschaltet ist. Die gelbe LED "CH" leuchtet, wenn das Gerät mit 220 V Wechselspannung versorgt wird und im Ladezustand ist.

### 5.1.2. BEDIENUNG

Zur Leistungsmessung wird der Schalter "Function" in Stellung "PWR" gebracht. Mit dem Schalter "Mode" kann die Anzeigeart gewählt werden (PEP = Spitzenwertanzeige oder CW = Mittelwert). Der Schalter "Dir" gestattet die Richtungswahl (FWD = Vorlaufende Leistung oder REV = Rücklaufende Leistung). Der Schalter "Range" erlaubt die Anwahl des Meßbereichs in 10er Stufen. Zum Ablesen des Leistungswertes ist der angezeigte Wert mit dem jeweiligen Faktor für das gewählte Band zu multiplizieren. Die Leistungsfaktoren (Richtkoppler EME2320A) für die Bänder sind:

2m:x2.0 (Max.=2000W), 70cm:x1.0 (Max. =1000W), 23cm:x0.1 (Max. =100W), 13cm:x0.04 (Max.40W)

Bei der Verwendung anderer Richtkoppler ergeben sich eventuell andere Leistungsfaktoren. Z.B. hätte ein Richtkoppler mit durchgehend 30 dB Koppeldämpfung den Leistungsfaktor 1.0. Schaltet man das Gerät in die Funktion SWR, wird auf den unteren beiden Skalen automatisch das VSWR angezeigt, ohne daß eine Eichung notwendig ist. Diese Eigenschaft erlaubt die Messung des VSWR auch in der Betriebsart SSB. Bei einem VSWR kleiner 2 kann der Bereich "Low" gewählt werden. Damit ist eine gespreizte Skala zur Ablesung verfügbar. Dieser Anzeigebereich entspricht auch der Skala Rückflußdämpfung (RL), die einen Wertebereich von 10 dB (= 1:1.92 VSWR) bis 30 dB (= 1:1.07 VSWR) besitzt.

Die Ablesung der Skala Rückflußdämpfung (RL) erlaubt die direkte Bestimmung der vom Verbraucher reflektierten Leistung. Dazu braucht man nur von dB in Absolutwerte umrechnen. Z.B. bedeuten 20 dB Rückflußdämpfung 1% (=1/100) reflektierte Leistung. Die Umrechnung von dB in Prozent geschieht durch "Entlogarithmieren" gemäß folgender Formel:

Formel (3)

$$RUECKFLUSS = \frac{100}{10^{\frac{RL}{10}}}$$

### 5.2. ELEKTRONIK

Die gesamte Elektronik befindet sich auf einer doppelseitig kaschierten und durchkontaktierten gedruckten Schaltung im Europa-Karten-Format (160x100mm). Nicht auf der gedruckten Schaltung sind der Ein/Aus-Schalter, der SWR-Schalter, die Kontroll LED, das Anzeigeinstrument, der NC-Akku (6xAA) und die 5-polige Eingangsbuchse. Alle anderen Bauelemente, inklusive Schalter und Netztrafo befinden sich auf der gedruckten Schaltung. Damit sind die notwendigen Verdrahtungsarbeiten auf ein Minimum reduziert, da die gedruckte Schaltung nur noch 17 externe Anschlüsse hat.

## 6.0 ZUSAMMENBAU UND INBETRIEBNAHME

### 6.1 ZUSAMMENBAU

Die Platine wird bestückt und gelötet in folgender Reihenfolge: 1. Widerstände und Kondensatoren, 2. Schalter, 3. IC-Sockel. Nach dem Bestücken empfiehlt sich ein Waschvorgang.

### 6.2. INBETRIEBNAHME

Zum Schluß werden I4, I5 und I6 eingelötet. Mit einer Spannung von +8 Volt an Pin 15 (Regelnetzteil) werden die Spannung -7V and (I3, Pin3), die Spannung -5V an (H2, Pin1) und die Span-

nung +5V an (H2, Pin2) verifiziert. Liegen diese Spannungen korrekt an, können alle weiteren ICs eingesetzt und die gesamte Platine in das Gehäuse eingebaut und verdrahtet werden.

6.3 EICHUNG

6.3.1. FUNKTION DER TRIMM-POTENTIOMETER

Die Potentiometer haben folgende Funktionen: P1= Ausgleich der Koppeldämpfung von Vor- und Rücklaufleitung (Nennwert 4k1), P2= Nullpunkt Rückwärtsdiode, P3= Nullpunkt Vorwärtsdiode, P4= VSWR 100% Eichung, P5= Bandeichung 13cm, P6= Bandeichung 23cm, P7= Bandeichung 70cm, P8= Bandeichung 2m.

6.3.2. EICHPROZEDUR

P1 wird im ausgeschalteten Zustand bei nicht eingesetztem IC I1 mit dem Ohmmeter so eingestellt, daß der Gesamtwert von (P1 + R7) 51k1 beträgt. Nach dem Bestücken von I1, Anschluß der externen Diodenköpfe + Richtkoppler, wird auf dem Sockel H2 der Test-Stecker (MP1) aufgesteckt. Der Schalter "SWR" steht in Stellung "High", der Schalter "Meter" in Stellung "SWR". Nach dem Einschalten wird P4 auf 100% Ausschlag justiert. Nach Ausschalten des Gerätes den Konfigurationsstecker (s. Tabelle 3) entsprechend der Polarität der Dioden-Köpfe auf H2 aufstecken und wieder einschalten. Nach 5 Minuten Nullpunkt einstellen mit P2 und P2. Dazu wird an H2/Pin8 bzw. an H2/Pin9 die Nullspannung (+/- 5mV) gemessen. Die Bandeichung wird immer in Stellung "1000" bei 25% der maximalen Leistung vorgenommen. Damit ist das Gerät betriebsbereit.

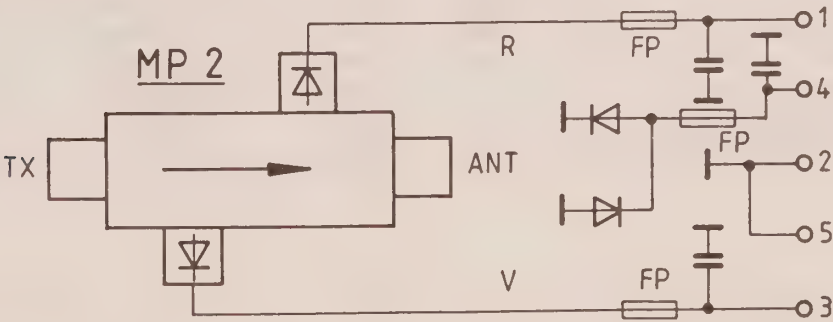
| Konfigurationsstecker für H2 |                                  |
|------------------------------|----------------------------------|
| Typ                          | Brücken                          |
| MP1                          | 1-8,8-9                          |
| MP2                          | 1-15,2-16,3-4,5-6,7-8,9-10,11-12 |
| MP3                          | 1-16,2-15,3-4,5-8,6-7,9-12,10-11 |

Tabelle 3

6.4. ANSCHLUSS DES RICHTKOPPLERS

Die Diodenköpfe zur Gleichrichtung der HF-Spannung auf den Nebenleitungen des Richtkopplers haben entweder Anode oder Kathode an Masse. Das wird durch Konfigurationsstecker, die auf 16-poligen Bauelement-Trägern realisiert sind, im Anzeigegerät umgeschaltet. Die Version MP2 dient zur Anpassung von Dioden mit Anode an Masse, die Version MP3 zur Anpassung von Dioden mit Kathode an Masse. Die Anpassung kann nur paarweise geschehen.

Der Richtkoppler wird in ein Aluminium-Druckguß-Gehäuse eingebaut und laut Bild 7 über eine 5-polige, abgeschirmte Leitung verdrahtet. Die Beschaltung der Stecker erfolgt wie in Bild 5. Für abgesetzte Richtkoppler empfiehlt sich die Beschaltung der externen Temperatur-Referenz, die in das Richtkoppler-Gehäuse eingebaut wird. Dazu wird auf den Konfigurationssteckern MP2 bzw. MP3 die Brücke von Pin3 nach Pin4 unterbrochen und stattdessen von Pin3 nach Pin14 gelötet. Damit ist anstatt der internen Referenz D1, D2 die externe Referenz aktiviert. Somit wirken sich Temperaturdifferenzen zwischen Koppler und Anzeigegerät nicht aus.



7. ANHANG: STÜCKLISTE

| Halbleiter    |                   |       |            |             |                           |
|---------------|-------------------|-------|------------|-------------|---------------------------|
| Menge         | Typ               | Wert  | Hersteller | Alternative | Bezeichnung               |
| 2             | TL084CN           |       | TI         | NS,Mot      | I1,I2                     |
| 1             | RC4200ANB         |       | Raytheon   |             | I3                        |
| 1             | LTC1044CN8        |       | LT         |             | I4                        |
| 1             | 78L05ACP          |       | Mot        | TI,NS       | I5                        |
| 1             | 79L05ACP          |       | Mot        | TI,NS       |                           |
| 1             | BD136             |       | Si,Valvo   |             | T1                        |
| 8             | 1N4148,1N914      | TI    | alle       | D1-D8       |                           |
| 1             | B40C800           | rund  | alle       | alle        | D9                        |
| 1             | LED gelb          | 5 mm  | alle       | alle        | D10                       |
| 1             | HLMP4700(LED rot  | 5 mm  | HP         |             | D11                       |
| 1             | Zener 5% 0,4W     | 10V   | alle       |             | D12                       |
| Widerstände   |                   |       |            |             |                           |
| 2             | MBB0207;1%        | 39    | Beyschlag  | alle        | R17                       |
| 1             | "                 | 100   | "          | "           | R36,39                    |
| 1             | "                 | 330   | "          | "           | R28                       |
| 2             | "                 | 1k    | "          | "           | R30,R37                   |
| 1             | "                 | 2,7k  | "          | "           | R18                       |
| 1             | "                 | 3,9k  | "          | "           | R35                       |
| 3             | "                 | 4,7k  | "          | "           | R20,21,23                 |
| 2             | "                 | 5,6k  | "          | "           | R16,22                    |
| 1             | "                 | 8,2k  | "          | "           | R34                       |
| 4             | "                 | 10k   | "          | "           | R8,19,32,33,34            |
| 9             | "                 | 22k   | "          | "           | R1,2,6,10,11,12,13,14,15  |
| 1             | "                 | 33k   | "          | "           | R27                       |
| 1             | "                 | 39k   | "          | "           | R26                       |
| 1             | "                 | 47k   | "          | "           | R7                        |
| 1             | "                 | 51k   | "          | "           | R3                        |
| 2             | "                 | 82k   | "          | "           | R9,R38                    |
| 1             | "                 | 100k  | "          | "           | R25                       |
| 2             | "                 | 220k  | "          | "           | R4,5,29                   |
| 1             | "                 | 300k  | "          | "           | R24                       |
| 1             | "                 | 1M    | "          | "           | R31                       |
| 3             | Cermet 1 G.       | 10k   | DOC        | Weston      | P1,2,3                    |
| 5             | Cermet 10 G.      | 5k    | "          | Bourns      | P4,5,6,7,8                |
| Kondensatoren |                   |       |            |             |                           |
| 3             | EDPU-0,6(2) 100V  | 100p  | Valvo      | alle        | C15,17,19                 |
| 14            | EDPU-0,6(2) 100V  | 470p  | Valvo      | alle        | C6,8,10,13,21,27,29,38-42 |
| 12            | EDPU-0,6(2) 100V  | 1000p | Valvo      | alle        | C1-C5,C7,9,11,12,22,28,33 |
| 3             | EDPU-0,6(2) 63V   | 0,01u | Valvo      | alle        | C14,16,18                 |
| 5             | KDPU 50V          | 0,1u  | Valvo      | alle        | C20,34-37                 |
| 4             | TAG 16V (Tantal)  | 10u   | ITT        | alle        | C24-26,31                 |
| 1             | TAG 16V (Tantal)  | 22u   | ITT        | alle        | C23,32                    |
| 1             | EN 12.35 25V(Alu) | 100u  | ITT        | alle        | C30                       |



| Groß- und Kleinteile |                   |        |            |             |             |
|----------------------|-------------------|--------|------------|-------------|-------------|
| Menge                | Typ               | Wert   | Hersteller | Alternative | Bezeichnung |
| 1                    | RuC 100           | 1 mA   | Neuberger  | -           | H1          |
| 1                    | Rahmen f. RuC100  |        | Neuberger  | -           | H1 a        |
| 1                    | SBL11 1-3x4       |        | ITT        | -           | S1          |
| 1                    | SBL11 1-4x3       |        | ITT        | -           | S4          |
| 3                    | MSTS-101DB        | 1pol-U | Knitter    | -           | S3,5,7      |
| 1                    | 9080.0101         | 1pol-U | Marquard   | -           | S2          |
| 1                    | 9080.0201         | 2pol-U | Marquard   | -           | S6          |
| 2                    | C93 0802 IC-Sock. | 8pol   | TI         | alle        | So1,2       |
| 2                    | C93 1402 IC-Sock. | 14pol  | TI         | alle        | So3,4       |
| 1                    | C93 1602 IC-Sock. | 16pol  | TI         | alle        | So5         |
| 2                    | 71206-050 Buchse  | 5pol   | Hirschm.   | -           | Bu1,2       |
| 1                    | Stasei 2 Buchse   | 3pol   | Hirschm.   | -           | Bu3         |
| 2                    | 71206-050 Stecker | 5pol   | Hirschm.   | -           | St1,2       |
| 1                    | Stak 2 Stecker    | 3pol   | Hirschm.   | -           | St3         |
| 3                    | A16-P Montage-Pl. | 16pol  | Assmann    | alle        | MP1,2,3     |
| 1                    | Geh. 2008-1000H   |        | Zeissler   | -           |             |
| 1                    | Trageb. 2008-3500 |        | Zeissler   | -           |             |
| 1                    | Al.-Geh. 1061503  | IP65   | Rose       |             |             |
| 2                    | Drehk. 499.40     |        | Mentor     |             |             |
| 6                    | NC-Akkus AA       | 500mAh | Varta      | National    |             |
| 1                    | Akku-Halter.      | 6x     |            | alle        |             |
| 1                    | Trafo VR1109      | 9V     | Block      | alle        |             |
| 5                    | Drossel 02036690  | 1,5Wdg | Valvo      |             |             |
| 2 m                  | Kabel LiY(C)Y     | 5x0,14 | Kluxen     | alle        |             |
| 1                    | Platine doppels.  | Europa | DJ9BV      | DK3LL       |             |

## 8. BEZUGSHINWEISE

Platine+Bestückungsplan sowie komplette Teile-Sätze können beim Verfasser bezogen werden.

## English:

### 1. Introduction

An accurate powermeter is one of the most important parts of an VHF/UHF/SHF-amateur station. The following describes a power meter with the following properties:

- Frequency range (Switchable in 4 bands): 144-2320MHz
- Directional Coupler EME2320 with min. 30 dB (typ. 35dB) directivity
- Power Ranges\* (Switchable in 3 Steps 1,10,100):
  - 144: 0.6-2000W
  - 432: 0.3-1000W
  - 1296: 0.03-100W
  - 2320: 0.01-40W
- Accuracy: +- 5% FS
- Modes:
  - Forward/Reflected Power
  - PEP/CW Display
  - Automatic VSWR Display in 2 ranges 1... $\infty$  and 1...2.0
- Operation from mains (220V) and built-in NiCads (max 10h). Charger built in.

### 2. Function of directional couplers

A directional coupler provides a directional sensitive coupling between a main line and his coupled lines. The coupled power can be rectified by Schottky-Diodes (Fig. 1). Fig. 2 shows the vector diagram for the forward and backward voltages on the coupled line. With finite isolation the the total voltage on the coupled line is a vector sum of the wanted voltage  $U_r$  and the error voltage  $U_v$ . Therefore the measurement error for the reflected power is dependent on the directivity of the coupler and its sign is dependent on the position of the coupler in the coaxial line. Many VSWR-meters available for the VHF/UHF/SHF bands have a poor directivity of ca. 20 dB. This induces severe measurement errors for VSWR. The EME2320 coupler has an excellent directivity of ca. 35 dB (Figure 3). Table 1 shows the measurement error versus the directivity of the coupler in use.

### 3. Power Meter

To utilize the directivity of a good directional coupler a wide dynamic range RF-detektor has to be used. Otherwise the power range would be limited by the detector. Normal Schottky-Diode rectifiers are not sufficient, because their dynamic range is limited to ca. 20dB. A better solution is the use of bias for the Schottky-Diode (ca. 20uA). Fig. 4 shows the linearity of unbiased versus biased detectors. A biased detector can achieve a dynamic range of ca. 35dB. This dynamic range allows for the superior features

---

\* Power Ranges can be increased to 4kW/144, 2kW/432, 400W/1296 and 100W/2320 with EME2326 coupler and to 4kW/144, 4kW/432, 1kW/1296 and 400W/2320 with EME2330 coupler.

of this powermeter:

- High linear power display over a range of 1:1000
- Automatic VSWR indication by automatic ratio computation of forward and reflected power

## 4. Circuit

### Linearisation of Schottky-Detectors

A current source provides 20uA bias current for the Schottky-Diodes. The offset voltage is compensated by a temperature dependent voltage of a Silicon-Diode, which is located in the external Coupler-Head.

### Automatic VSWR-Display

An analog divider computes the ratio  $\frac{U_r}{U_v}$ . The instrument displays VSWR and also return loss. An expanded scale for low VSWRs is realized by multiplying  $U_r$  with a factor of 3. Then FS of the instrument corresponds to a VSWR of 2.0:1.

### Peak-Circuit

The power indication can be set for Peak- and CW-Mode. In peak-mode I2 (Fig. 5) is switched as a peak rectifier providing less than 5msec attack time and ca. 5sec decay time. In CW-mode the mean value of the power is displayed.

### Power Range

The measurement range can be switched in 1,3,10 steps. This is realized by switching the gain of the display circuit around I2.

### Power Supply

The power supply provides a constant current charger for the NiCads (6 AA size). Charge current is modified with the On-Switch. Therefore charge current is 10mA (C/50) in ON- and OFF-state.

## 5. Construction and Calibration

Construction is straightforward. The coupler should be wired as in Fig. 6. On socket H2 the polarity of the diodes can be configured (See Table 3). MP1 is for calibration of VSWR. MP2 configures for cathode of diode at DC-connection and MP3 configures for anode of diode at DC-connection. Calibration is performed by Pots P1...P8. P1 adjusts the equalisation between forward and reflected line. P2 and P3 adjust offset for reflected and forward diode. P5...P8 adjust power FS for 2320, 1296, 432 and 144MHz.

1. P4: Put test header MP1 on H2 (See Table 3). Switch to SWR-HI. Adjust P4 for 100% FS
2. P2,3: Switch to FWD-Power. Put MP2 onto H2. Adjust P2 for zero offset at H2/8 and P3 for zero offset at H2/9.
3. P1: Put coupler in reverse direction. Measure constant power on 70cm in REV. Note power indicated. Turn coupler in normal direction. Switch to FWD. Adjust for same power indication with P1. (Can be omitted, if P1 is adjusted to a value of 51.1k for (P1+R7).
4. P5...P8: Measure known power at 25% of highest range and adjust with pots.



# Technical Reports

by DJ9BV

## Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

One of the most interesting measurement problems for the distinguished VHF-/SHF-Radioamateur is the measurement of the noise figure of his equipment. This measure defines his receiving capability, which is of utmost importance for weak signal work. Commercial equipment for this purpose is prohibitively expensive (in excess of 18.000 \$) and not everybody has a job in a RF-laboratory in the next street. So an accurate but economical solution for this problem would be of high value.

Eines der wichtigsten Meßprobleme, die ein ernsthafter UKW-Amateur zu bewältigen hat, ist die Messung der Rauschzahl seines Empfangssystems. Die Rauschzahl ist ein direktes Maß für seine Empfängerempfindlichkeit. Diese ist für schwache Schmalbandsignale, die für die Kommunikation in den Betriebsarten Tropo, Aurora, MS und insbesondere EME typisch sind, von größter Bedeutung. Leider sind kommerzielle Meßgeräte, mit denen man diese Messung durchführen kann, sehr teuer (> DM 30000) und schließlich ist nicht jeder UKW-Amateur in einem Labor für HF-Technik beschäftigt. Eine preiswerte aber trotzdem genau arbeitende Lösung für dieses Meßproblem wäre für viele sehr attraktiv, weil sie dann selbst ihre Empfangssysteme optimieren könnten, ohne auf fiktive Zahlen in Katalogen oder Prospekten angewiesen zu sein.

### 1. Meaning of noise figure

Noise factor of a linear twopole is defined as:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad [1]$$

in words, the input signal to noise ratio divided by the output signal to noise ratio is defined as the noise factor F. F directly reflects the degradation of the signal to noise ration of an incoming signal which is caused by the added noise power of the twopole. By introduction of this noise power and the available gain of the linear twopole equation [1] can be rewritten:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{G_a S_i}{N_a + G_a N_i} \implies F = \frac{N_a}{N_i G_a} + 1 \quad [2]$$

$N_a$  denotes the noise power added by the twopole and  $G_a$  denotes its available gain.  $N_i$  denotes the input noise power.  $N_a$  should be seen as a mixture of different types of noise, i.e. thermal noise, shot noise or flicker noise. Each type has its own governing equations and frequency distribution. Flicker noise even today is subject of reasearch because of somewhat unknown mechanisms. Thermal noise has been explored by Nyquist in the 1920's. Its a white noise (at least upt o 100 GHz) and has very simple law:

$$N_{thermal} = kTB \quad [3]$$

Therefore thermal noise is used as a reference and the noise factor of a linear twopole defined above will be referenced to thermal noise at a temperature of 290 K. This is a decision or definition but not a law!. In fact this decision has been adopted by the IRE (now called IEEE) in the 50's. By setting  $N_i = k T_0 B$  equation [2] can be rewritten:

$$F = \frac{N_a}{G_a} \frac{1}{k T_0 B} + 1$$

In this equation the noise power of a twopole is referenced to a thermal noise power  $N_i = k T_0 B$ . Therefore the nature of  $N_a$  is not relevant any longer, because its magnitude is compared to a thermal power source of same magnitude. The term  $N_a/G_a$  resembles the added noise power of the twopole referenced to its input and will be expressed as:

$$N_e = k T_e B$$

$T_e$  is stated as equivalent noise temperature of the twopole. That is, the noise power of the twopole will be referenced to thermal noise power of same magnitude. Because the terms  $kB$  can be factored out,  $T_e$  is sufficient as a measure.

By inserting this into equation [2], it can be rewritten:

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1 \quad [4]$$

This is the noise factor  $F$  expressed in terms of the equivalent noise temperature  $T_e$  and the reference temperature  $T_0$ . This equation shows, that the noise factor  $F$  of a linear twopole, which has been defined as the degradation of signal to noise ratios in [1], can be expressed as the added noise power of this twopole referenced to its input, which thermal equivalent is given by  $N_e = k T_e B$ , and the thermal noise power of its input termination at  $T_0 = 290$  K with a magnitude of  $N_0 = k T_0 B$ . No Bandwidth terms are relevant any longer. The equation shows that  $F$  is treated as measure per unit bandwidth.

Noise figure NF is just the dB value of noise factor:

$$NF = 10 \cdot \text{LOG} (F)$$

In the following discussion we will discriminate between the absolute value and its dB value by adopting the two different symbols  $F$  and  $NF$ .  $F$  is said to be the **noise factor** and  $NF$  is said to be the **noise figure**.

### 1. Die Definition des Begriffs Rauschzahl

Die Rauschzahl eines linearen Vierpols ist definiert als:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad [1]$$

Die Rauschzahl wird also gesehen als der Quotient des Signal-/Rauschverhältnisses am Eingang eines Vierpols und dem Signal-/Rauschverhältnis am Ausgang des Vierpols. Da jeder praktische Vierpol selber Rauschleistung erzeugt und zum Eingangssignal hinzufügt, muß diese Rauschzahl immer größer gleich 1 sein, da sich das Signal-/Rauschverhältnis folglich nur verschlechtern aber nicht verbessern kann. Damit stellt  $F$  ein sehr praktisches Maß dar, da für den UKW-Amateur natürlich das Signal-/Rauschverhältnis am Empfängerausgang darüber entscheidet, ob eine Funkverbindung zustande kommt oder nicht. Führt man jetzt die vom Vierpol hinzugefügte Rauschleistung  $N_a$  und seine verfügbare Verstärkung  $G_a$  ein, kann man [1] umschreiben:

$$F = \frac{N_a}{N_i G_a} + 1 \quad [2]$$

$N_i$  bezeichnet die verfügbare Eingangs-Rauschleistung, die in den Vierpol z.B. von einer Antenne



eingespeist wird. Die im Vierpol erzeugte zusätzliche Rauschleistung kann aus verschiedenen Mechanismen stammen. Es gibt z.B. thermisches Rauschen, Schrot-Rauschen und Flicker(1/f)-Rauschen. Thermisches Rauschen entsteht durch die thermische Bewegung von Ladungsträgern (Die Temperatur eines Körpers ist proportional zur mittleren Geschwindigkeit seiner Moleküle). Schrotrauschen entsteht durch die Quanten-Natur des Stromflusses. Flicker-Rauschen beruht auf Oberflächen-Verunreinigungen und ist bisher theoretisch nicht befriedigend geklärt. Flicker-Rauschen hat ein 1/f-Verlauf (f= Frequenz) der spektralen Leistungsdichte und nimmt folglich für tiefe Frequenzen zu. Deswegen rauschen z.B. GaAs-Fets bei 50 MHz mehr als bei 4 GHz! Bei Oszillatoren bewirkt hohes 1/f-Rauschen (Flicker-Rauschen) des Oszillator-Transistors, daß dieser Oszillator durch Aufmischen dieser Rauschleistung auf den Träger hohes Phasenrauschen hat. Darum soll man z.B. GaAs-FETs für Oszillatoren und Vervielfacher nicht einsetzen, weil sie im Phasenrauschen um ca. 20 dB schlechter sind als z.B. Sperrschicht-FETs, bipolare Transistoren und Varaktoren (Vervielfacher).

Thermisches Rauschen wurde in den 20-er Jahren von Nyquist theoretisch richtig beschrieben und wird durch folgende einfache Gleichung definiert:

$$N_{thermal} = kTB \quad [3]$$

Diese Gleichung gilt bis ca. 100 GHz und sagt aus, daß thermisches Rauschen ein "weißes" Rauschen ist, d.h. keine Abhängigkeit der spektralen Leistungsdichte von der Frequenz vorliegt. In anderen Worten: Ein Empfänger mit 1 KHz Bandbreite "sieht" auf 100 GHz Eingangsfrequenz genau die gleiche Rauschleistung wie ein Empfänger mit der gleichen Bandbreite auf einer Eingangsfrequenz von 100 kHz, wenn man seinen Eingang mit einer thermischen Ruaschquelle, z.B. einem auf Zimmertemperatur befindlichen 50 Ohm Widerstand abschließt!

Wegen dieses schönen einfachen Gesetzes wird nun thermisches Rauschen als Referenz zur Bestimmung von Rauschzahlen genommen. In den 50-er Jahren wurde von einem Komitee der IRE (heute IEEE) eine Bezugstemperatur von 290 K = 17 °C festgesetzt und die Eingangs-Rauschleistung  $N_i$  in Gleichung [1] bzw. [2] als thermische Rauschleistung angesetzt. D.h. ,  $N_i$  wird gleich  $k T_o B$  gesetzt und aus Gleichung [2] folgt:

$$F = \frac{N_a}{G_a} \frac{1}{kT_oB} + 1$$

Die Rauschzahl eines Vierpols, die ja durch seine intern erzeugte Rauschleistung bestimmt wird, wird folglich auf die thermische Rauschleistung seines Eingangsabschlusses bezogen. Dadurch wird die genaue Natur dieser Rauschleistung unwichtig, da sie mit einer thermischen Rauschleistung von gleicher Größe verglichen wird. Dann kann man auch den Term  $N_a/G_a$ , der die Rauschleistung des Vierpols bezogen auf seinen Eingang darstellt, ersetzten durch die äquivalente thermische Rauschleistung  $N_e = k T_e B$ . Setzt man das jetzt in Gleichung [3] ein, so erhält man:

$$F = \frac{T_e}{T_o} + 1 \quad [4]$$

Die Rauschzahl eines Vierpols ist nun völlig auf bekannte physikalische Größen zurückgeführt. Es treten nur noch die äquivalente Rauschtemperatur  $T_e$  auf, die über  $N=kTB$  die auf den Eingang bezogene Rauschleistung des Vierpols unabhängig von dem Entstehungsmechanismus beschreibt, und die Bezugstemperatur  $T_o = 290$  K auf. Die Bandbreite des Vierpols spielt keine Rolle mehr, da die Referenzgröße ja innerhalb der Bandbreite konstant ist. In Worten nochmal: Die Rauschzahl eines Vierpols ist der Quotient seiner als thermisches Äquivalent ausgedrückten Eigenrauschleistung - auf den Eingang bezogen - in Größe von  $N_e = K T_e B$  und der thermischen Rauschleistung seines Eingangs-Abschlusses bei einer Bezugstemperatur von 290 K ( 17 °C) plus 1. Interpretiert man die Bezugsleistung  $N_o = K T_o B$  als Signal - damit ist das Signal-/Rauschverhältnis am Eingang genau 1 - ist am Ausgang das Signal-/Rauschverhältnis genau 1/F, wie es die Definition in [1] auch vorschreibt! Ein weiterer Vorteil der Wahl



von 290 K als Bezugstemperatur ist die Tatsache, daß bei terrestrischen Verbindungen die Antennen meistens eine Rauschleistung von der warmen Erde (ca. 290 K) auffangen, die einer äquivalenten thermischen Rauschleistung von  $k \cdot 290 \text{ B}$  entspricht. Damit kann das empfangene Signal-/Rauschverhältniss direkt über die Rauschzahl  $F$  beurteilt werden. Das gilt aber nicht für extraterrestrische Verbindungen, bei denen die Antenne in den Himmel zeigt, da dann die Antenne bei höheren Frequenzen nur das Rauschen des "kalten" Weltraums sieht.

Der Rauschfaktor  $NF$  ergibt sich, wenn man die Rauschzahl  $F$  in dB ausgedrückt:

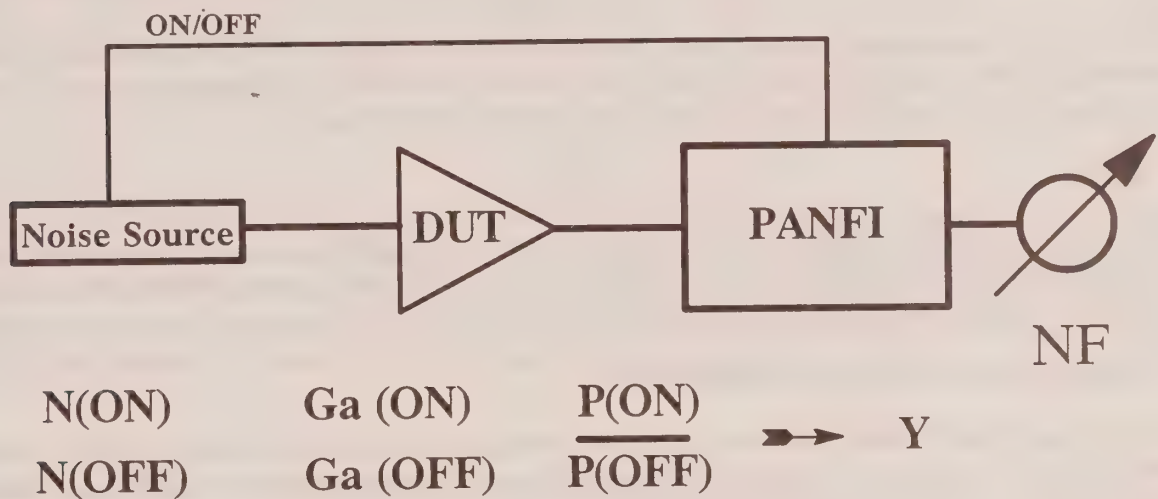
$$NF = 10 \cdot \text{LOG} (F)$$

Im folgenden wird zwischen der Rauschzahl  $F$  und ihrem dB-Wert  $NF$  durch Wahl dieser Bezeichner unterschieden und begrifflich wird **F als Rauschzahl** und **NF als Rauschfaktor** bezeichnet.

**2. Review of Y-Factor method for measuring noise figure**

For measuring the noise factor of a linear twopole, this twopole or DUT (**D**evice **U**nder **T**est) will be excited by two thermal noise signals of different magnitude. This can be accomplished either by two

**Figure 1/Bild 1: Automatic Y-factor Method**



resistors at different temperature, which are switched in by a coaxial relais - this is called 'Hot/Cold-Method' or by an avalanche diode noise source, which can be switched between two states: ON and OFF. In OFF-state (or COLD-state) the available thermal noise power is:

$$N_{off} = kT_{cold}B + KT_eB$$

and in ON-state (or HOT-state) the available thermal noise power is:

$$N_{on} = kT_{hot}B + KT_eB$$

The DUT adds his internal noise power, which has to be measured, i.e.  $N_e = k T_e B$ . At the output of the DUT the amplified sum of noise powers is available. The ratio of these noise powers in ON- and OFF-state of the noise source or noise sources in case of the HOT/COLD method is defined as Y-factor. The equations, which describe the relations, follow.

Y-factor can be written as:

$$Y = \frac{N_{on}}{N_{off}} = \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_0} \quad [5]$$

With a given ratio  $T_{hot}/T_{cold}$  of the noise source or sources, the Y-factor observed will be the greater the lower is the value for the noise factor F of the DUT, i.e. the lower the contribution of the DUT's internal noise power to the signal. That is the basic idea of the Y-factor method for measuring the noise factor of a twopole. Figure 1 above describes the automatic version of this method. An instrument, which is capable to measure this Y-factor and control the switchable noise source automatically, is called PANFI (**P**recision **A**utomatic **N**oise **F**igure **I**ndicator) or just noise figure meter. In this instrument the cycle - noise source OFF, measure power in state OFF, switch noise source ON, measure power in state ON, calculate Y-factor and noise figure NF - is performed periodically with a typical rate of 400 Hz. By this technique the instrument can follow any change in noise figure during alignment of the DUT. Before go-ing into further details, one has to understand the step from measurement of Y-factor to displaying the noise figure NF or noise factor F.

To determine F from Y, it's sufficient to combine equations [4] and [5]. [4] is rewritten as  $T_e = (F-1)T_0$  and inserted into [5]:

$$F = \frac{\left(\frac{T_{hot}}{T_0} - 1\right) - Y\left(\frac{T_{cold}}{T_0} - 1\right)}{Y - 1}$$

This is a rather complicated equation and is not used by the analog type of PANFI's but rather by the digital type, which can utilize a microprocessor for real-time computation of the equation above. Instead by letting  $T_{cold} = T_0 = 290$  K and  $ENR = (T_{hot}/T_{cold}) - 1$  one will get:

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad [6]$$

ENR denotes the Excess Noise Ratio of the noise source in comparison with an resistor at reference temperature of 290 K. Y is the Y-factor observed, i.e. the ratio of the noise powers, delivered by the DUT to the instrument with noise source in state ON and in state OFF.

## 2. Überblick über die Y-Faktor Meßmethode

Um die Rauschzahl F eines Vierpols zu messen, benutzt man zwei thermische Rauschsignale, die mit verschiedener Größe in den Vierpol oder das DUT (Device Under Test = Gerät im Test) eingespeist werden. Das DUT fügt nun seine eigene, intern erzeugte Rauschleistung hinzu. Am Ausgang kann man nun zwei Rauschleistungen beobachten, wobei der prozentuale Anteil der internen Rauschleistung des DUT's verschieden hoch ist. Das Verhältnis dieser zwei Rauschleistungen wird als Y-Faktor bezeichnet. Mit der Definition der auf den Eingang bezogenen internen Rauschleistung des DUT's  $N_e = k T_e B$  gilt:

$$N_{off} = kT_{cold}B + KT_eB$$

$$N_{on} = kT_{hot}B + KT_eB$$

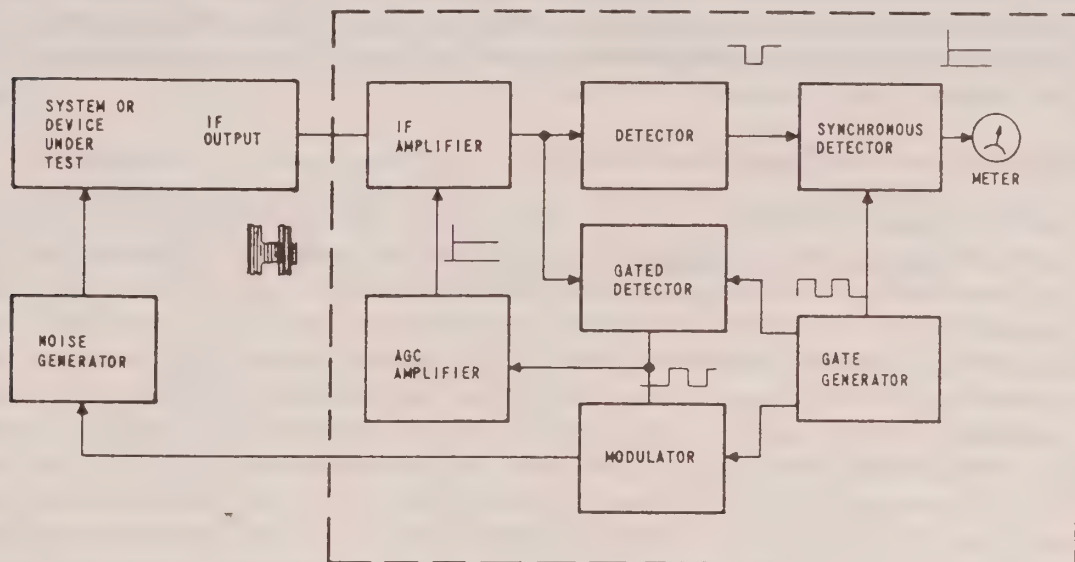
Der Y-Faktor ist dann:

$$Y = \frac{N_{on}}{N_{off}} = \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_0} \quad [5]$$

Die unterschiedlichen thermischen Rauschsignale werden z.B. durch zwei Widerstände realisiert, die verschiedene Temperaturen haben -  $T_{cold}$  und  $T_{hot}$  - und über ein Koaxial-Relais auf den Eingang des DUT geschaltet werden. Eine moderne Möglichkeit ist die Verwendung einer schaltbaren Avalanche-Diode, die im ausgeschalteten Zustand (OFF) eine Rauschleistung mit der Temperatur der internen Last (50 Ohm) erzeugt und im eingeschalteten Zustand (ON) eine vom Strom durch Diode abhängige Rauschleistung erzeugt, die mit  $T_{hot}$  identifiziert wird.

Bild 1 beschreibt die automatische Version der Y-Faktor Methode. Ein Meßgerät mit dem Namen PANFI (Precision Automatic Noise Figure Indikator) mißt den Y-Faktor und kontrolliert das periodische Schalten der Rauschquelle. In diesem Instrument wird laufend der Zyklus - Rauschquelle OFF, Ausgangsleistung des DUT messen und speichern, Rauschquelle ON, Ausgangsleistung des DUT messen und speichern, Y-Faktor und Rauschzahl F bestimmen und anzeigen - durchfahren. Die

Figure 2/Bild 2: Block Diagram of PANFI/Blockschaltbild



Wiederholrate ist typischerweise ca. 400 Hz. Dadurch kann man die Rauschzahl eines Empfängers messen, während man daran abgleicht. Das Instrument folgt unmittelbar allen Änderungen der Rauschzahl, da 400 Messungen pro Sekunde durchgeführt werden. Man braucht nur noch zu verstehen, wie die Rauschzahl F aus dem Y-faktor bestimmt wird. Dazu kombiniert man die Gleichungen [4] und [5]. [4] wird umgeschrieben zu  $T_e = (F-1)T_0$  und in [5] eingesetzt:

$$F = \frac{\left(\frac{T_{hot}}{T_0} - 1\right) - Y\left(\frac{T_{cold}}{T_0} - 1\right)}{Y - 1}$$

Diese Gleichung ist ziemlich kompliziert und wird für Analog-Meßgeräte nicht benutzt. Man vereinfacht stattdessen mit  $T_{cold} = T_0 = 290 \text{ K}$  und  $ENR = (T_{hot}/T_{cold}) - 1$  zu:

$$F = \frac{ENR}{Y - 1} \quad [6]$$

ENR bezeichnet die Überschußleistung der Rauschquelle im Vergleich zu einem Widerstand auf der Referenztemperatur von 290 K und ist eine Gerätekonstante der Quelle, die im Werk kalibriert wird. Mit anderen Worten, die kalibrierte Rauschquelle ist das Eichnormal für die Messung der Rauschzahl. Y ist der beobachtete Y-Faktor, d.h. das Verhältnis der vom DUT gelieferten Rauschleistungen im ON und OFF Zustand. Interessant an Gleichung [6] ist, daß die Verstärkung des DUT nicht mehr enthalten ist und daß die gemessene Rauschzahl unabhängig von der betrachteten Bandbreite des Systems ist.

### 3. Commercial Analog PANFI's

Practical analog type PANFI's are constructed according to the block diagram in figure 2. Important details are the IF-amplifier with a typical bandwidth of 5 MHz at some standard frequency of say 30 MHz. This amplifier has to be very linear and controllable in gain over a range of at least 80 dB. Any compression will show up as an error in measured Y-factor, which translates to the same error in F according to equation [6]. Also changes in bandwidth between ON and OFF are not allowed, because the IF-power



## **Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BV**

delivered to the detector is proportional to  $kTB$ . For high accuracy an IF-amplifier with a compression of less than 0.1 dB over a 60 dB AGC-range has to be constructed. For the detector a square law detector is the normal choice in a commercial instrument. Output voltage is a linear function of input power. But this law must be valid at least over the range of Y-factors observed. This range is roughly 15.3 dB with a standard ENR of 15.2 dB and a noise figure of minimal 0 dB - minimum noise figure has maximum Y-Factor-. That's quite a large dynamic range for a 0.1 dB linearity requirement. Third requirement is that the IF output level in OFF-state must be controlled by AGC and held to an very accurate reference level, to simplify the indication of noise factor. Another reason for AGC-control is the need to operate the square law detector at the same range in its quadratic portion. All these requirements are difficult to meet and require somewhat expensive solutions.

### **3. Kommerzielle Analog Rauschzahl-Meßgeräte**

Kommerzielle Rauschzahlmeßgeräte, die auf analoge Weise die Rauschzahl gemäß Gleichung [6] bestimmen, sind wie im Blockschaltbild (Bild 2) aufgebaut. Die Hauptfunktionselemente sind das ZF-Teil, der lineare Detektor, das Anzeigeteil, die Logik und der AGC-Teil. Das ZF-Teil arbeitet meist auf der Standard-Frequenz von 30 MHz und hat eine Bandbreite von typisch 5 MHz, damit die Rauschleistung von der Bandbreite des Meßobjektes bestimmt wird. Es muß hochlinear sein (weniger als 0,1 dB Kompression im gesamten Eingangsleistung-Bereich) und über mindestens 80 dB durch AGC regelbar. Der quadratische Detektor hat eine Ausgangsgleichspannung, die direkt proportional zur Leistung ist (Quadratischer Detektor) und einen Dynamikbereich von mindestens 25 dB, um die größten vorkommenden Y-Faktoren von ca. 15 dB bei einer ENR von typisch 15,2 dB und der minimalen möglichen Rauschzahl von 0dB ohne Fehler ( $> 0,1$  dB) verarbeiten zu können. Das Anzeigeteil bildet die Differenz der beiden Rauschleistungen und erlaubt die Anzeige von  $1/F$ . Es besteht im wesentlichen aus einem Synchron-Detektor, der phasengleich mit der Rauschquelle von der Logik angesteuert wird. Die AGC-Schaltung muß den Wert für die OFF-Ausgangsspannung am Detektor durch Regeln der ZF-Verstärkung über einen Eingangsbereich von mindestens 60 dB mit einer Abweichung von maximal 0,1 dB konstant halten, damit der Synchron-Detektor richtig die Rauschzahl bzw. das inverse anzeigt. Alle diese Forderungen bedingen einen hohen elektronischen Aufwand, den sich die Herstellerfirmen teuer bezahlen lassen.

### **4. Novel Approach to Automatic Measurement of noise figure**

It has been the goal in this development, to construct a PANFI with a performance comparable to the best commercial analog instruments available. This could have been achieved by three ways:

1. Make a copy of a commercial instrument or buy one
2. Look to amateur literature and find a design for home construction
3. Think yourself

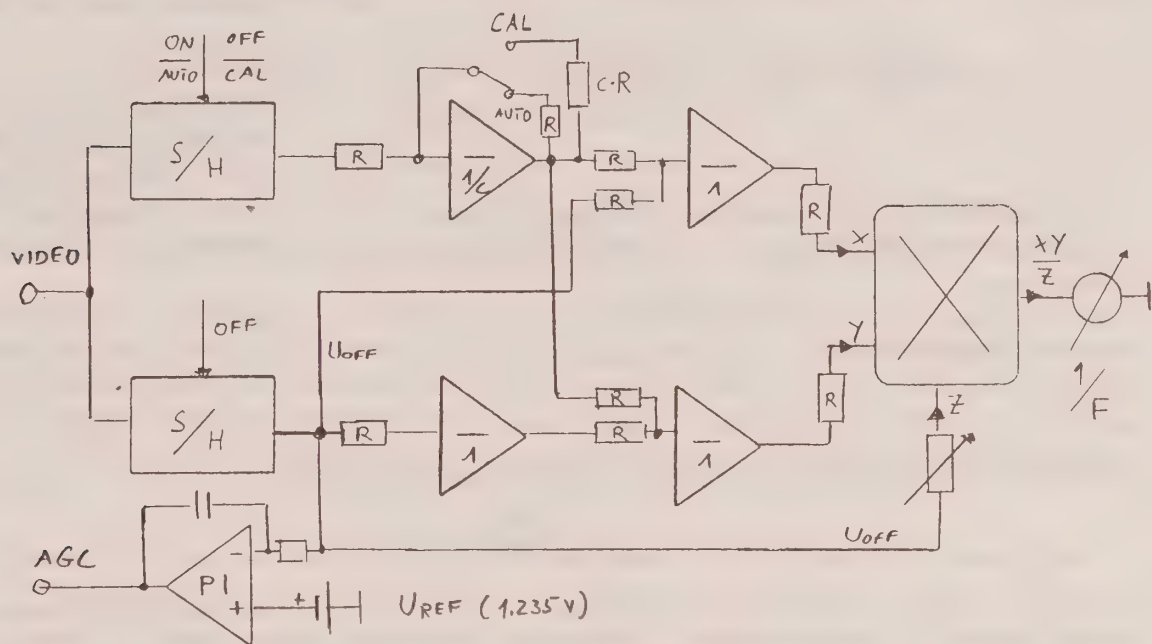
It turned out as a real pity that alternative 3. was the only way to go: hard work is a bit contradictory in the context of a hobby. Alternative 1. was ruled out because only very ancient designs are available in the advent of highly sophisticated digital equipment for measuring noise figure. Alternative 2. ended with two proposals, one in HAM RADIO (/1/) from Edward T. Gisske, K9IMM, and the other from Martin Dohlus in UKW-Berichte (/2/). The first one has to be ruled out, because its only usable with vacuum tube noise sources because of its twice-power method used. That limits the frequency range of measurements to a range of 10 MHz to 500 MHz. The second one is an interesting approach, which uses a solid state noise source and a rather elaborated system for the Y-factor method. Drawbacks are the rather complicated logarithmic display circuit, limitation of IF-bandwidth (only 35 kHz) and the poor noise source. Therefore it has been ruled out also.

4.1 Basic Design Idea

One of the drawbacks of commercial PANFI-design is the requirement of a square law IF-detector. This is a formidable task to develop. The first design decision had been the dropping of the square law detector in favour of a linear voltage detector, which has an output proportional to the square root of input power. It has been shown that such a detector can be constructed with a very good linearity over an input range of -5 dBm to at least 25 dBm (/3/). The second idea is to display the inverse of noise factor F and calibrate the scale in dB. That allows NF = 0 dB at full scale (FS) and NF = 3 dB at 50 percent of FS. Infinity lies at 0. This idea has been borrowed from the AILTECH PANFI (/4/). The advantages of this decision are twofold:

- 1. Expansion of the interesting range of 0 - 3 dB NF in the right half of the display
- 2. No logarithmic amplifiers are necessary. That spares money and gives better accuracy.

Figure 3/Bild 3: Block Diagram of video&logic/Blockschaltbild der Videologik



The remaining question was, how to compute 1/F from the the output of the video detector. The somewhat tricky answer can be seen in figure 3, which displays the block diagram of the video&logic circuit. The output of the linear video detector is clocked into two S/H-circuits, which store the voltage values during the measurement cycle. Operational amplifiers generate the sum and difference of the ON- and OFF-voltages respectively. These sum and difference voltages are input to an analog divider circuit. The output of this divider is described by the following equation:

$$I_{out} = \frac{XY}{Z} = \frac{\frac{(U_{on} - U_{off})}{R} \cdot \frac{(U_{on} + U_{off})}{R}}{\frac{U_{off}}{R_{cal}}}$$

Binomial expansion allows reduction to:

$$I_{out} = \frac{(U_{on}^2 - U_{off}^2)}{U_{off}^2} \cdot \frac{U_{off} R_{cal}}{R^2} \tag{8}$$

Now the first term ist equivalent to Y - 1, because of:

$$Y = \frac{U_{on}^2}{U_{off}^2} \tag{9}$$



and the second term can be defined as the ENR, if  $U_{off}$  is held constant by some means. The governing equation of this PANFI is:

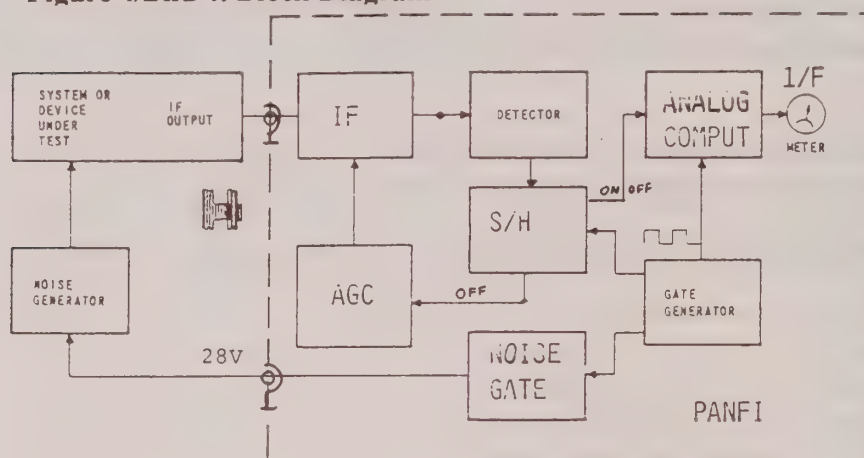
$$I_{out} = \frac{1}{F} = \frac{Y - 1}{ENR} \quad [11]$$

Now we have, what we want, i.e. an output current, which is proportional to  $1/F$ . The only requirement

is, that the level of  $U_{off}$  will be held constant during the whole measurement. That's very easily achieved by an PI-servo control system, which samples the output of the S/H for  $U_{off}$  and adjusts the IF-gain of the AGC-IF-amplifier for  $U_{off}$  being equal to  $U_{ref}$ , which is defined by a precision band gap voltage source.

Another question to solve is the facility for calibration of ENR. This is provided by

**Figure 4/Bild 4: Block Diagram**



virtue of selectable gain OP-Amp A1. Together with switching the S/H S1 to the Toff clock, which cares for  $U_{on}$  now havin the  $U_{off}$  value, A1 amplifies with factor  $c$  during the calibrate mode. Therefore  $U_{on}$  now becomes

$$U_{on} = c \cdot U_{off}$$

Inserted in Equation [9] :

$$Y = c^2$$

For  $I_{out} = 1$  the value for  $c$  is chosen that  $ENR = ENR_{min}$ . That leads to:

$$c = \sqrt{10 \frac{ENR_{min}}{10} + 1} \quad [12]$$

For  $ENR_{min} = 3$  dB  $c$  has a value of 1.73068 and for  $ENR_{min}$   $c$  has a value of 4.57740. These ratios can be produced by precision resistors. The advantage of choosing integer values for  $ENR_{min}$  is the possibilty to use the same scale as for  $1/F$  for ENR calibration also. Just the offset has to be added. Anyway the whole calibration stuff has been reduced to simple DC-gains of OP-Amps's.

The overall design can be seen from block diagram in figure 4. The PANFI consists of an IF-Amplifier on 29 MHz, which has AGC, a linear video detector (video ouput is proportional to square root of input power), and a video&logic circuit. That realisation of this design is the topic of the following article.

## 4.1 Design Idee

Einer der Hauptnachteile im Design der kommerziellen PANFI's ist die Notwendigkeit für einen 'Square Law' Detektor. Dieser ist mit Amateurmitteln sehr schwer über einen vernünftigen Dynamikbereich zu realisieren. Die erste Design-Entscheidung war daher, auf diese Art Detektor zu verzichten und stattdessen einen spannungslinearen Detektor, wie er erfolgreich im Wattmeter nach (/3/) eingesetzt wurde, zu verwenden. Die zweite Entscheidung wurde von AILTECH entliehen (/4/) und besteht darin statt der Rauschzahl  $F$ , das inverse, nämlich  $1/F$  anzuzeigen. Das hat einerseits den Vorteil, daß die Skala für den interessanten Bereich von 0 - 3 dB auf die rechte Hälfte der Skala expandiert ist - die Ablesegenauigkeit wird sehr schön - und andererseits die teuren und ungenauen Verstärker zum Logarithmieren entfallen.



## Technical Reports: Novel Approach To Automatic Noise Figure Measurement by DJ9BV

Die verbleibende Frage war, wie man nun  $1/F$  aus dem Output des Video-Detektors bestimmt. Die etwas trickige Antwort ergibt sich aus dem Studium der Abb. 3. Der Detektor-Output wird in zwei Sample/Hold-Schaltungen übernommen, so daß  $U_{on}$  und  $U_{off}$  getrennt vorliegen. Aus diesen Spannungen werden über Operations-Verstärker die Summen- und Differenzspannungen erzeugt ( $U_{on}-U_{off}$  bzw.  $U_{on}+U_{off}$ ). Diese wird zusammen mit  $U_{off}$  auf die drei Eingänge des Analog-Dividierers geführt. Damit ergibt sich ein Ausgangsstrom laut Gleichung [7]. Durch Auflösung der binomischen Teilformel ergibt sich Gleichung [8]. Der erste Term ist unmittelbar als  $Y - 1$  zu identifizieren, während der zweite Teil als ENR identifiziert werden kann, wenn dafür gesorgt wird, daß  $U_{off}$  während der Messung konstant gehalten wird. Das wird am einfachsten über einen PI-Regler erreicht, der die Verstärkung der ZF so regelt, daß  $U_{off}$  (Istwert) gleich  $U_{ref}$  (Sollwert) ist.  $U_{ref}$  wird von einer hochstabilen 'Band-Gap' Referenzspannungsquelle geliefert. Damit gilt dann die 'PANFI'-Gleichung in [11].

Das letzte Problem, was zu lösen war, ist, die Möglichkeit für eine ENR-Eichung des Geräts vorzusehen. Das wird durch eine schaltbare Verstärkung in OP-Amp A1 und durch Umschalten der S1 Clock auf Toff erreicht. Damit erscheint nun am Ausgang von A1 die Spannung

$$U_{on} = c \cdot U_{off}$$

Damit wird wegen [9] der Y-Faktor zu

$$Y = c^2$$

Für  $I=1$ , d.h. 100 % Ausschlag, wird nun  $c$  so gewählt, daß  $ENR=ENR_{min}$  ist. Damit gilt:

$$ENR_{min} = c^2 - 1$$

Es folgt für  $c$ :

$$c = \sqrt{10^{\frac{ENR_{min}}{10}} + 1} \quad [12]$$

Wird  $ENR_{min}$  zu 3 dB für den LO-Bereich gewählt, gilt  $c=1.73068$  und für  $ENR_{min} = 13$  dB im HI-Bereich folgt  $c=4.57740$ . Für  $ENR_{min}$  wählt man ganze Zahlen, weil man die Skala für  $1/F$  dann auch für die ENR-Anzeige im Eich-Modus nehmen kann. Man braucht nur den Wert für  $ENR_{min}$  zuzuzählen. Die ganze Eichproblematik des PANFI wird also auf reine DC-Verstärkung von OP-Amps's zurückgeführt und läßt sich mit 1% Präzisionswiderständen in hinreichender Genauigkeit schaltungstechnisch realisieren.

Das Gesamt-Design ist aus Bild 4 erkennbar. Die Realisation wird im Folgeartikel beschrieben.

## 6. References/Literatur

- /1/ Edward T. Gisske, 'Automatic Noise Figure Meter for Amplifiers and Converters', HAM RADIO 2(1981), pp. 12-21
- /2/ Martin Dohlus, 'Automatisches Rauschzahlmeßgerät für den Eigenbau', UKW Berichte 2(1982), pp. 67-76 and UKW Berichte 3(1982), pp. 131-148
- /3/ Rainer Bertelsmeier, DJ9BV, 'Präzisions-Wattmeter mit automatischer VSWR-Anzeige für 144 - 2320 MHz', DUBUS 3(1987), pp. 199-210
- /4/ AILTECH, 'Instruction Manual for AILTECH 75 Precision Automatic Noise Figure Indicator', Revision D, 1975
- /5/ Jim Kennedy, K6MIO, 'The real meaning of noise figure', HAM RADIO 3(1969), pp. 26-32
- /6/ R. Adler et al., 'Description of the Noise Performance of Amplifiers and Receiving Systems', Proc. IEEE, vol. 51, 3(1963), pp. 436-442

# **Construction of a Precision Noise Figure Measurement System**

**Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Hellmuth Fischer, DF7VX**

**(Part 1)**

**Abstract:** The construction of a low cost precision noise figure indicator and a companion noise source is described. By using this amateur type equipment accurate measurements of noise figure can be carried out from 10 MHz to 10 GHz by using appropriate converters to the basic input frequency of 29 MHz of this equipment. Commercial noise sources can be used also because a standard 28 V output is provided. Total cost is less than 600 \$ for PANFI and noise source.

**Kurzfassung:** Es wird die Konstruktion eines kompletten Rauschmeßplatzes bestehend aus einem PANFI (Precision Noise Figure Indicator = Anzeige- und Steuereinheit) und einer Rauschquelle, die von 100 MHz bis 10 GHz funktioniert, beschrieben. Auch kommerzielle Rauschquellen sind anschließbar, so daß mit geeigneten Konvertern, die auf die Eingangsfrequenz von 29 MHz umsetzen, Rauschzahlmessungen im Bereich von 10 MHz bis 10 GHz vorgenommen werden können. Die Gesamtkosten betragen unter DM 1000,- für PANFI und Rauschquelle.

## **Contents**

The article is divided in two parts, (1) and (2). The contents are:

1. Requirements (1)
2. Block Diagram and Modules (1)
3. Video&Logic (1)
4. Video Detector (1)
5. IF-Strip (2)
6. Power Supply & Wiring (2)
7. Noise Source (2)
7. First operation and alignment (2)
9. Measurement Procedures and Accuracy (2)

## **1. Requirements**

The following requirements have been found to be worthwhile for an original design :

1. Design of a solid state noise source with selectable ENR of typical 4 dB or 14 dB for the frequency range of 100 MHz - 10 GHz with less than  $\pm 0.5$  dB ripple in ENR. Switching input is standard 28 V. Precision current regulator is built in. ENR accuracy  $\pm 0.5$  dB over a temperature range of 0 to 35 °C.
2. Design of a PANFI with
  - Input Frequency : 29 MHz
  - Bandwidth: 2 MHz

- AGC-Range > 40 dB
- Input sensitivity < -70 dBm
- Display of  $1/F$  and calibration of scale in dB gives expanded scale for interesting range of NF between 0 and 1 dB.
- Indicator Accuracy of better than 0.2 dB in the range of  $0 \leq NF \leq 3$  dB
- Absolute Accuracy including source better than  $\pm 0.5$  dB for  $0 \leq NF \leq 3$  dB
- Relative Accuracy including source better than  $\pm 0.03$  dB during minimum NF tuning of any GaAs-FET DUT with  $S_{11} < 0.9$
- Standard 28 V output for noise source allows use of commercial noise sources
- Use of high (15.2 dB typ.) and low (5.2 dB typ.) ENR source must be possible. Instrument calibration range is 3 - 6 dB (LO) and 13-16 dB (HI).
- Lightweight (< 2 kg), small (250 x 80 x 180 mm standard cabinet) and inexpensive construction

These requirements have been achieved. That will be shown in chapter 9.

### 1. Anforderungen

Folgende Anforderungen wurden an das Gerät gestellt:

1. Entwicklung und Bau einer Halbleiter-Rauschquelle, die im Frequenzbereich von 100 MHz bis 10 GHz eine ENR von entweder 4 dB oder 14 dB liefert. Eine Präzisions-Stromquelle ist eingebaut, die mit dem Standard 28 V Signal geschaltet wird, das kompatibel mit den Geräten von HP oder AILTECH ist. Der Frequenzgang der ENR soll nicht mehr als  $\pm 0,5$  dB betragen. Die Genauigkeit soll ebenfalls  $\pm 0,5$  dB im Temperaturbereich von 0 bis 35 °C sein.
2. Konstruktion eines PANFI, dessen Design im vorigen Artikel beschrieben worden ist, mit folgenden Daten:
  - Eingangsfrequenz : 29 MHz
  - Bandbreite: 2 MHz
  - AGC-Bereich von 'AGC-Lock' bis 'Overload' : > 40 dB  
'AGC-Lock' und 'Overload' werden durch LED angezeigt.
  - Eingangsempfindlichkeit < - 70 dBm
  - Die Anzeige von  $1/F$  und die Eichung der Skala in dB ergibt Spreizung der Skala im interessierenden Bereich von 0...1 dB NF.
  - Anzeigegeauigkeit besser als  $\pm 0,2$  dB
  - Absolute Meßgenauigkeit einschließlich Quelle besser als  $\pm 0,5$  dB für einen NF von 0...3 dB
  - Relative Meßgenauigkeit einschließlich Quelle besser als  $\pm 0,03$  dB bei Rauschminimum-Abgleich für einen NF von 0...3 dB und einen GaAs-FET Verstärker mit  $S_{11} < 0,9$ .
  - Standard 28 V Schaltausgang erlaubt Benutzung von kommerziellen Rauschquellen von HP und AILTECH.
  - Sowohl 15,2 dB ENR als auch 5,2 dB ENR Rauschquellen müssen geeicht werden können. PANFI hat zwei Eichbereiche: HI für ENR von 13...16 dB und LO für ENR von 3...6dB.
  - DER PANFI muß leicht (< 2 kg), klein (250x80x180 mm) und preiswert (< DM 1000,-) sein.

Alle diese Forderungen konnten erfüllt werden. Das wird in Kapitel 9 eingehend erläutert.

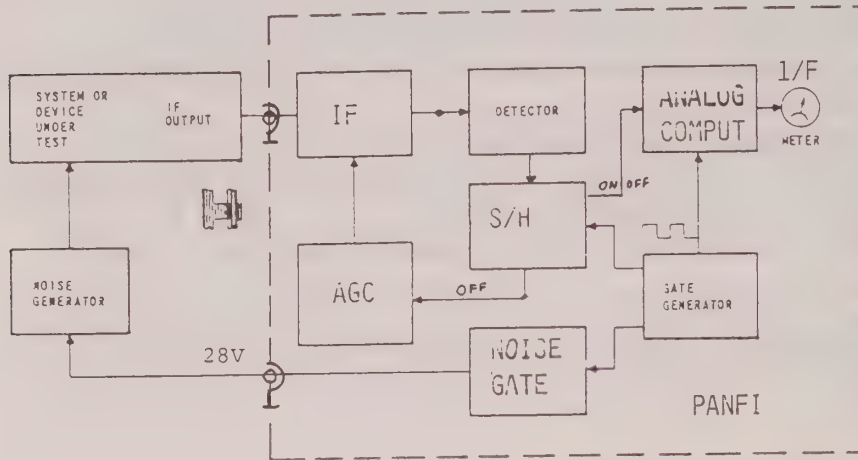
### 2. Block Diagram and Modules

Figure 1 shows the main modules of the PANFI: Power Supply, Video&Logic Board, Video Detektor,



IF-Strip and Noise Source. The noise signal from the input jack (Type N) is routed to the IF-Strip, amplified by 90 dB and fed into the video detector. After conversion of the IF-noise power to a video voltage (Bandwidth > 500 kHz) the output of the detector is DC-coupled to the Video&Logic board, where it is stored and converted into a indication of NF or ENR. The video&logic supplies all necessary logic signals for switching the noise source and the sample&hold amplifiers. Also the AGC-voltage is generated and fed back to the IF-strip. The power supply provides regulated out-

**Figure 1/Bild 1: Block Diagram**



put for +- 15 Volts and 32 Volts for the noise source gate.

put for +- 15 Volts and 32 Volts for the noise source gate.

## 2. Block Diagramm und Module

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des PANFI, der aus dem ZF-Teil, dem Video-Detektor, dem Video&Logik Teil, dem Netzteil und der Rauschquelle besteht.

Die Rauschleistung des DUT wird von der Eingangsbuchse auf das 2 MHz breite ZF-Teil geführt, dort 90 dB verstärkt und dann im Video-Detektor mit einer Bandbreite von > 500 kHz gleichgerichtet. Der Ausgang des Detektors gelangt mit Gleichspannungskopplung an das Video&Logik Teil, wo die Anzeigeschaltung für die Anzeige von NF oder ENR je nach Betriebsart sorgt. Dort ist auch die Takterzeugung für die Rauschquelle und die Abtast/Halte-Verstärker sowie die Erzeugung der AGC, die auf das ZF-Teil zurückgeführt wird. Das Netzteil erzeugt geregelte Spannungen von +- 15 Volt und 32 Volt für den Rauschquellen-Taktkreis.

## 3. Video&Logic

A block diagram for the video&logic board is shown in figure 2. There its easy to identify the principal subcircuits: sample/hold circuit, noise figure computation circuit, PI-servo circuit, input limit circuit, logic circuit and noise source gate. Figure 3 shows the circuit diagram. Component list C1 (Stückliste) provides values for the different parts in the circuit diagram.

Das Block Diagramm für das Video&Logik Board ist in Abbildung 2 zu sehen. Darin sind folgende Unter-Baugruppen: Sample/Hold, Analogrechner, PI-Regler, Eingangs-Überwachung, Logik und Rauschquellen-Ansteuerung.

### 3.1 Sample/Hold Circuit

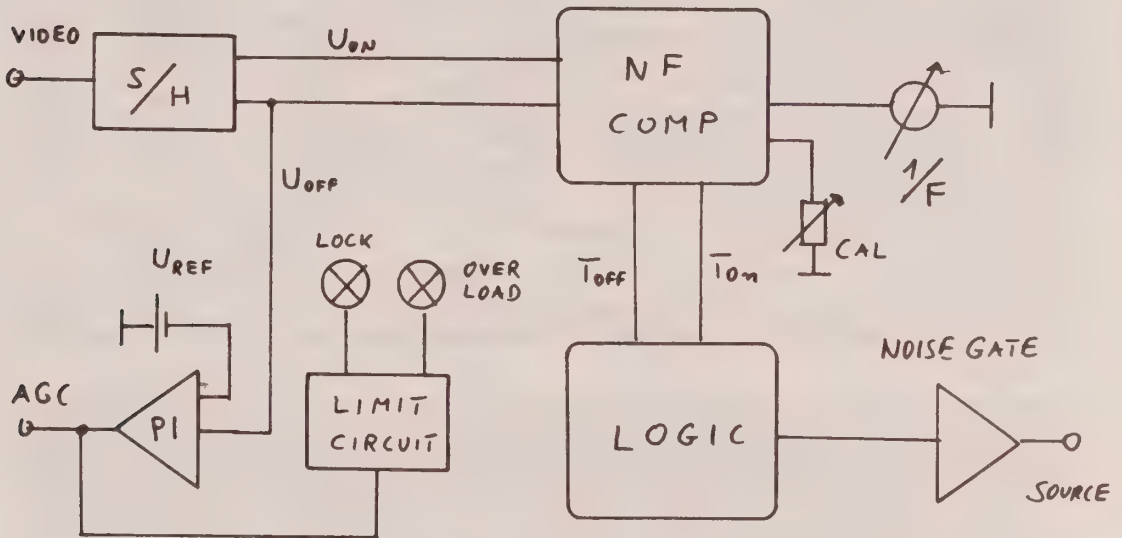
The two sample/hold-amp's IC1, IC2 (LF398) sample the video voltage during the second half of the ON- and OFF-phase respectively and hold during the other time. The combination R22/C2 and R25/C5 allow the storage of the mean value of video voltage instead of the normal peak value storage. Output of the sample/hold circuit is at TPon (Testpoint) and TPoff (Testpoint). In calibrate mode (S1 closes point 6 and 8) IC1 is switched from the Ton signal to the Toff signal. So both sample/hold amps store

the Off- Voltage during this mode. Typical values for  $U_{off}$  are 1.235 Volts and  $U_{on} = 2.1$  maximum for ENR-LO and 5.7 V for ENR-HI, if PANFI is in AGC-LOCK.

### 3.1 Sample/Hold

Zwei IC (IC1, IC2) bilden die Sample/Hold Funktion, um  $U_{on}$  und  $U_{off}$  zu speichern. Dazu werden sie jeweils in der zweiten Hälfte der ON- bzw. OFF-Phase auf Sample und dann auf Hold geschaltet. Damit

**Figure 2/Bild 2: Video&Logic Block Diagram**



liegen an  $T_{Pon}$  und  $T_{Poff}$  jeweils  $U_{on}$  und  $U_{off}$  an. Durch die RC-Glieder  $R22/C2$  und  $R25/C5$  werden die arithmetischen Mittelwerte der Eingangs-Videospannung gebildet. Im 'CALIBRATE' Modus bekommt auch IC1 das  $T_{off}$  Schaltsignal, so daß dann an seinem Ausgang auch  $U_{off}$  anliegt. Typische Werte für  $U_{off}$  sind 1.235 Volt und für  $U_{on}$  2.1 Volt für ENR-LO und 5.7 Volt für ENR-HI, falls der PANFI im 'AGC-LOCK' Zustand ist.

### 3.2 Noise Figure Computation Circuit

The computation circuit is compromised by IC3 (LT1014), IC4 (LT1013) and IC7 (RC4200A). In 'AUTO' mode all Op-Amp's have gain 1 and function as inverters or inverting adders. IC3a inverts  $U_{on}$  and IC3d adds this voltage with  $U_{off}$ , which produces  $(U_{on} - U_{off})$  at TP1. Similarly the chain IC3b and IC3c generate  $U_{on} + U_{off}$  at TP2. During 'CALIBRATE' mode the gain of inverter IC3a is set to 1.73068 for ENR-LO and to 4.5774 for ENR-HI. Because of different clocking of IC1,  $U_{off}$  appears at  $T_{Pon}$  and the computation circuit generates 0.73068 times  $U_{off}$  at TP 1 and 2.73068 times  $U_{off}$  at TP 2 for S2 in position ENR-LO. The product of both is obviously 1.99525, which is equivalent to exactly 3 dB. A similar function generates the correct value for ENR-HI. IC7 (RC4200A) functions as a divider circuit. Its output is  $X \text{ times } Y / Z$ . The output amplifier IC4b (LT1013) converts the output current to voltage and serves as a first order lowpass filter with a cutoff of 0.5 Hz. That smoothes the indication of noise figure to  $\pm 0.05$  dB variation in the interval of 0...1 dB NF. P4 allows preset of F.S. indication for ENRmin. Ten turn pots E1 and E2 serve as an operator calibration control for the 'CALIBRATE' mode for HI- and LO-ENR respectively.

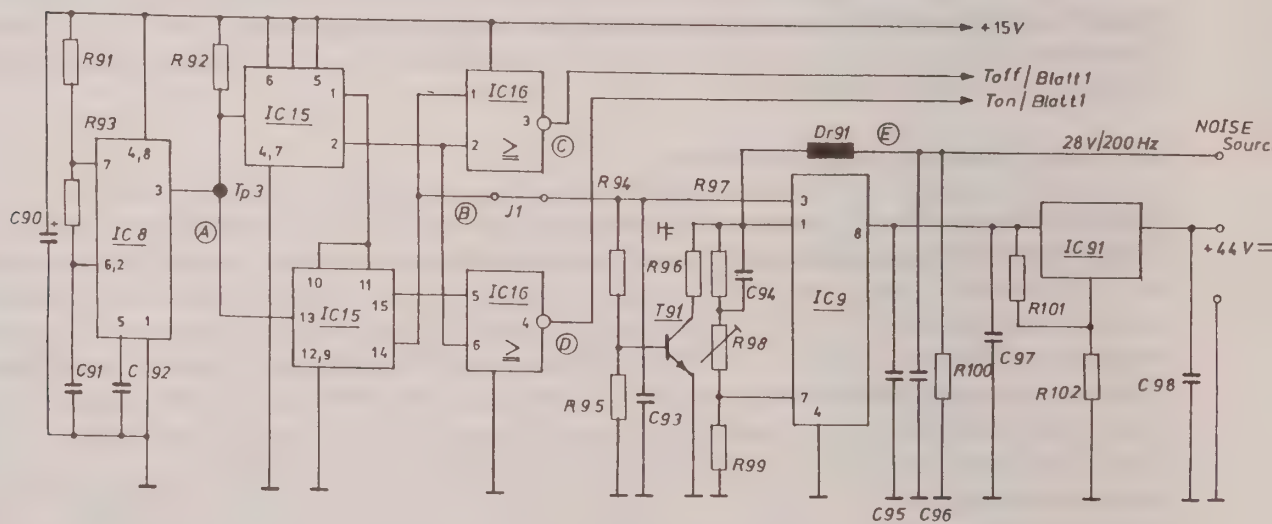
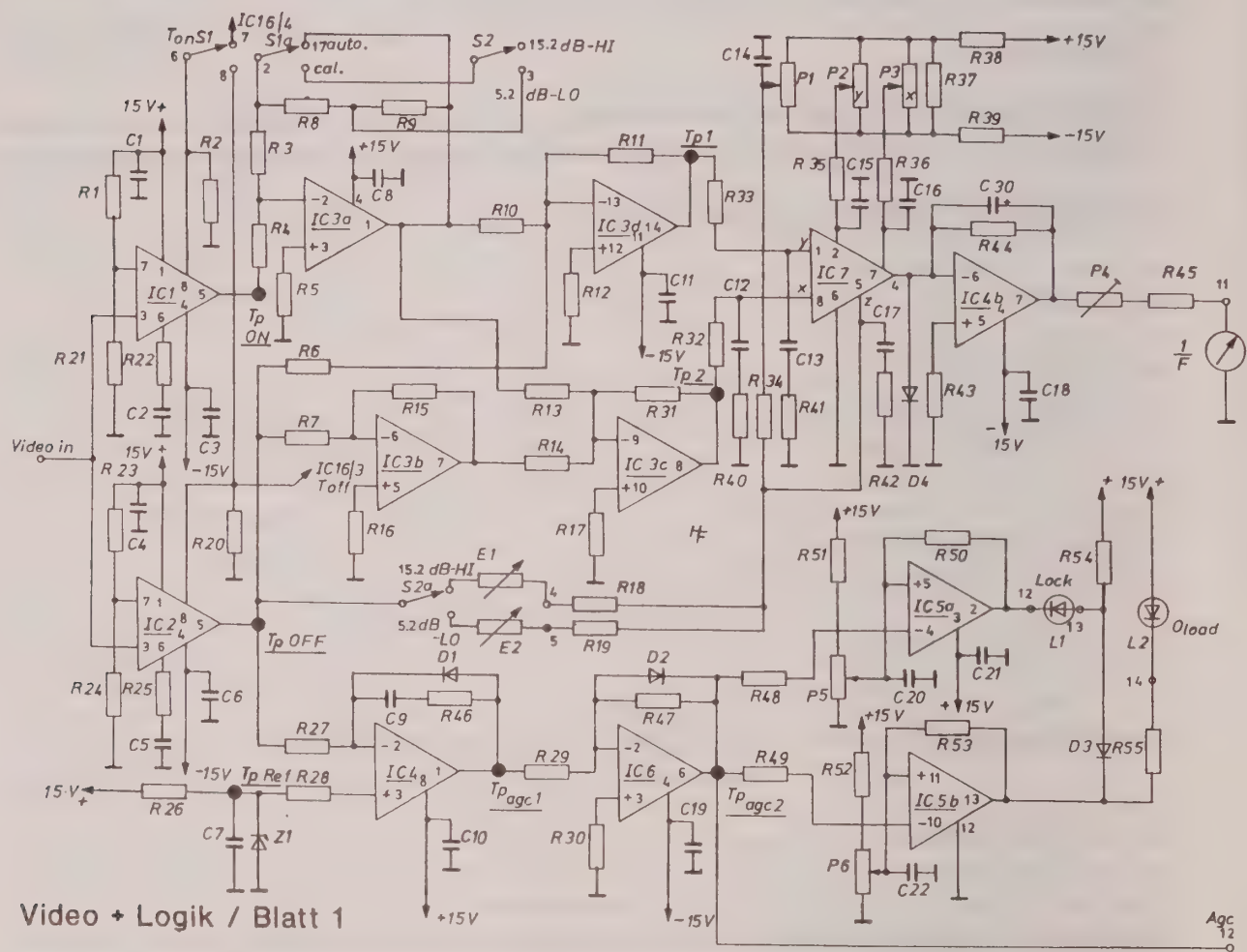
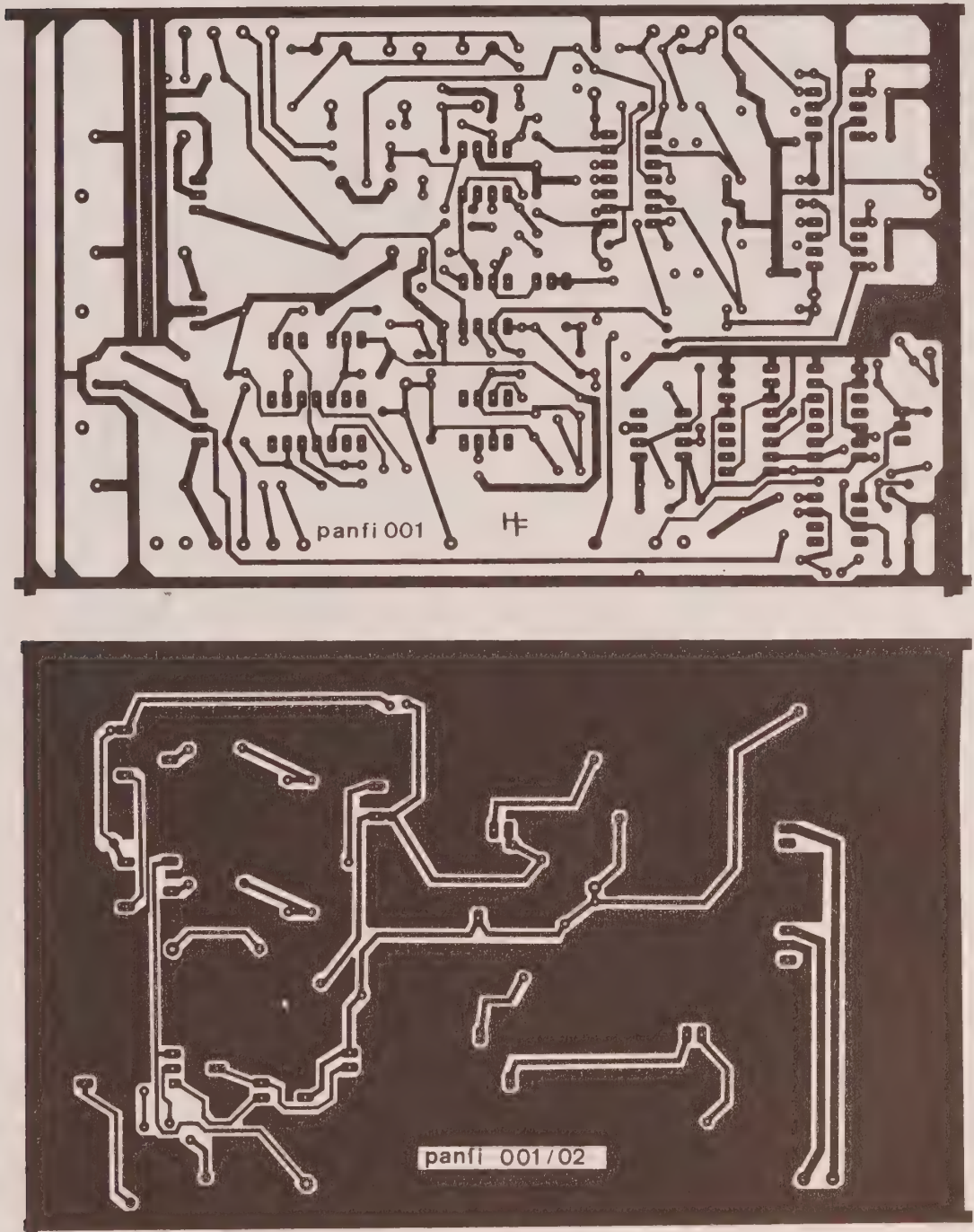


Figure 3/Bild 3: Circuit Diagram Video&Logic



Figure 4/Bild 4: PCB Layout Video&Logic



### 3.2 Analogrechner

Der Analogrechner zur Ermittlung von  $1/F$  aus den Spannungen  $U_{on}$  und  $U_{off}$  besteht aus den ICs IC3, IC4 und IC7. Im 'AUTO' Modus des PANFI (Messen) haben alle OPs Verstärkung 1 und fungieren als Inverter bzw. als invertierende Addierer. IC3a invertiert  $U_{on}$  und IC3d addiert dazu  $U_{off}$ . Das ergibt  $U_{on} - U_{off}$  am Testpunkt TP1. Analog bilden IC3b und IC3c die Spannung  $U_{on} + U_{off}$  am Testpunkt TP2. Im 'CALIBRATE' Modus (Eichen) wird die Verstärkung des Inverters IC3a auf 1,73068 (ENR-LO) oder 4,5774 (ENR-HI) umgeschaltet. Da nun IC 1 an TPon die Spannung  $U_{off}$  liefert, erscheinen an TP1 0,73068 mal  $U_{off}$  und an TP2 2,73068 mal  $U_{off}$ . Das Produkt von beiden ist 1.99525 mal  $U_{off}$

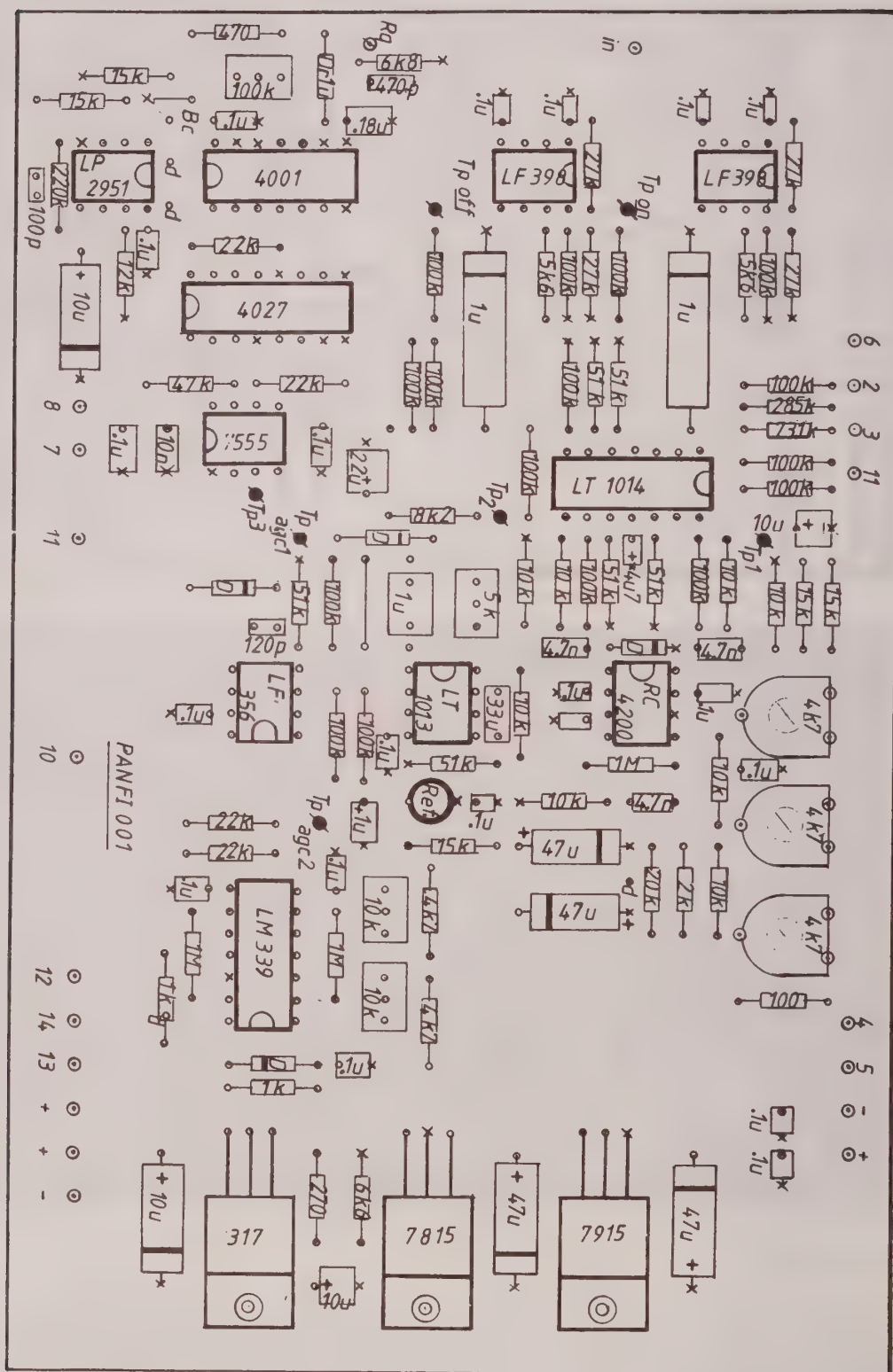


**Figure 5/Bild 5: Component Layout Video&Logic**

Component List/Stückliste Video&Logic

C 1,3,4,6,7,8,10,11,14,15,16,18,19,20,21,22, 0.1 uF  
C 2,5 1 uF (MKL)  
C 9 1 uF  
C 12,13,17 4n7  
C 30 33 uF/ 25 V (Tant)

sowie Elektolyt/ Tantal Kondensatoren die auf dem Bestückungsplan zu finden sind. (Verblockung der Betriebsspannungen)  
( 4 x 47 uF, 10 uF, 2.2 uF, 4.7 uF; )

Alle Widerstände 1 % Metallfilm

R 1,21,23,24, 27 K  
R 2,3,4,6,7,10,11,13,14,15,20,27,28,29,47,31, 100 K  
R 5,12,16,17,30, 51 K  
R 8 270 K +15 K  
R 9 68 K + 5 K 1  
R 18 2 K  
R 19 20 K  
R 22,25, 5 K 6 L 1 Led (grün)  
R 26,38,39, 15 K L 2 Led (rot)  
R 32,33,35,36,40,41,42,44, 10 K  
R 34,50,53, 1 M P 1,2,3 4 K 7 (liegend)  
R 37 200 E P 5,6 10 K (10g steh.)  
R 43 5 K 1 P 4 5 K (10g steh.)  
R 45 8 K 2  
R 46 10 E IC 1,2, LF 398 H (N)  
R 48,49, 22 K IC 3 LT 1014 DN  
R 51,52, 4 K 7 IC 4 LM 1013 CN  
R 54,55, 1 K IC 5 LM 339 N  
IC 6 LF 356 DP  
IC 7 RC 4200 AN  
E 1 10 Gang Poti 2 K  
E 2 10 Gang Poti 20 K  
Z 1 LT 1004  
AD 589 J  
D 1,2,3,4, 1N 4148

mal Uoff, was genau 3 dB entspricht. Analog dazu wird der richtige Y-Faktor für ENR-HI generiert. IC7 (RC4200A) ist ein Dividierer, der die Funktion X mal Y / Z bildet. Am Ausgang ist der Stromkonverter IC4b mit integriertem Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 0,5 Hz angeordnet. Damit fließt durch das Drehspulinstrument ein Strom, der proportional 1/F ist. Die Zeigerunruhe ist mit dem Tiefpass auf +-0.05 dB bei einem Meßwert von 0...1 dB festgelegt. Die Einstellzeit ist ungefähr 1 Sekunde. P4 ist zum Voreinstellen des Skalenvollausschlages für den 'CALIBRATE' Modus vorgesehen. Zwei Zehn-Gang-Potentiometer E1 und E2 sind als Bedienelemente für die ENR-Eichung in Stellung HI bzw. LO eingesetzt.

3.3 PI-Servo

The PI-Servo cares for Uoff being constant over an 80 dB IF-input range and is compromised from IC4a as an integrator and IC6 as an inverter for positive going AGC. A very precise and stable reference voltage (1.235 V) is produced by band-gap source Z1 (AD589J). The current Uoff voltage from TPoff is input to the integrator and provides servo function through the AGC-IF-Amplifier. C9 and R27 are chosen in respect to a measurement repetition rate of 400 Hz. Because of a PI-servo-circuit the deviation of Uoff from Uref is virtually zero during AGC-LOCK. This has been proved over an input range of 80



dB to the IF-Amp. Overshoot during turn-on is less than 10 percent for a 40 dB input step. That indicates stable servo function.

### **3.3 PI-Regler**

Der PI-Regler sorgt dafür, daß Uoff an TPoff über einen Eingangsleistungsbereich von 80 dB am ZF-Eingang des PANFI konstant gehalten wird. Er besteht aus IC4a als Integrator mit R27 und C9, sowie IC 6 als Inverter, damit die AGC für das ZF-Teil positive Polarität bekommt. Die Sollgröße für den Regler wird von einer hochpräzisen und hochstabilen 'Band-Gap' Referenz Z1 (AD589J) geliefert und beträgt 1.235 V. Die Istgröße wird mit Uoff an TPoff abgegriffen. C9 und R27 sind für eine Abtastfrequenz von 400 Hz ausgelegt. Die Abweichung zwischen Uoff und Uref ist im Dynamikbereich der AGC von ca. 80 dB praktisch Null. Überspringen ist geringer als 10 % für einen Eingangssprung von 40 dB. Das zeigt, daß der PI-Regler stabil arbeitet.

### **3.4 Input Limit Circuit**

IC5a and IC5b function as a window discriminator, which operates on the AGC-voltage. During alignment the minimum and maximum AGC-voltages are defined through P5 and P6. By these means the minimum and maximum input power to the PANFI are defined and indicated to the operator through LEDs L1 and L2.

### **3.4 Eingangsüberwachung**

Die Eingangsüberwachung (IC5) besteht aus einem Fensterdiskriminator, der die AGC-Spannung auf Minimum und Maximum überwacht. Das wird durch die LEDs L1 und L2 angezeigt. Damit wird der zulässige Pegel am Eingang des PANFI festgelegt.

### **3.5 Logic Circuit**

Astable multivibrator IC8 generates 1600 Hz basic clock pulse. J-K FFs in IC15 function as 1:4 divider and generate out of phase clock pulses with a rate of 400 Hz for noise gate and for Sample/Hold-Circuit clock Ton and Toff. Ton and Toff are out of phase and blanked for the first half of ON- or OFF interval via NOR-Gate IC16. That's important for avoiding false triggering of the S/Hs on spikes in noise sources and/or IF-circuits.

### **3.5 Logik**

Der astabile Multivibrator IC8 erzeugt einen 1600 Hz Impulsfolge, die über IC15 um 4 geteilt wird und die Steuerung der Rauschquellen-Ansteuerung sowie der Sample/Hold-Schaltungen über Ton und Toff besorgt. Ton und Toff werden über das NOR-Gatter in der ersten Hälfte der ON- bzw. OFF-Zeit ausgetastet, um Einschwingvorgänge der Rauschquelle fernzuhalten. Die Austastzeit beträgt 0,625 msec.

### **3.6 Noise Gate**

The noise gate circuit has the purpose to provide a switched voltage of precisely 28 Volts during the ON-phase. The accuracy of the 28 Volt level is important for some noise sources, which don't have an inbuilt precision current regulator. This is performed by the switchable voltage regulator IC9 (LP2951C). Output voltage is settable by R98. Transistor T91 cares for fast turn off. IC91 (LM317HV) acts as a preregulator from 50 Volts input down to 32 Volts.

### **3.6 Rauschquellen-Ansteuerung**

Die Rauschquellenansteuerung dient dazu, eine exakte Spannung von genau 28 Volt für die Rauschquel-

le während der ON-Phase zu liefern. Diese Spannung muß deswegen so genau sein, weil sich einige kommerzielle Rauschquellen darauf 'verlassen', daß die Spannung genau ist, da sie keine interne Stromquelle benutzen, um die ENR-Calibration einzuhalten. Diese Aufgabe erledigt die schaltbare Spannungsquelle, die mit IC9 (LP2951C) bestückt ist. Die Ausgangsspannung ist mit R98 justierbar. T91 sorgt für schnelle Abschaltung der Rauschquellen-Spannung. IC91 (LM317HV) dient als Vorregler von 50 auf 32 Volt.

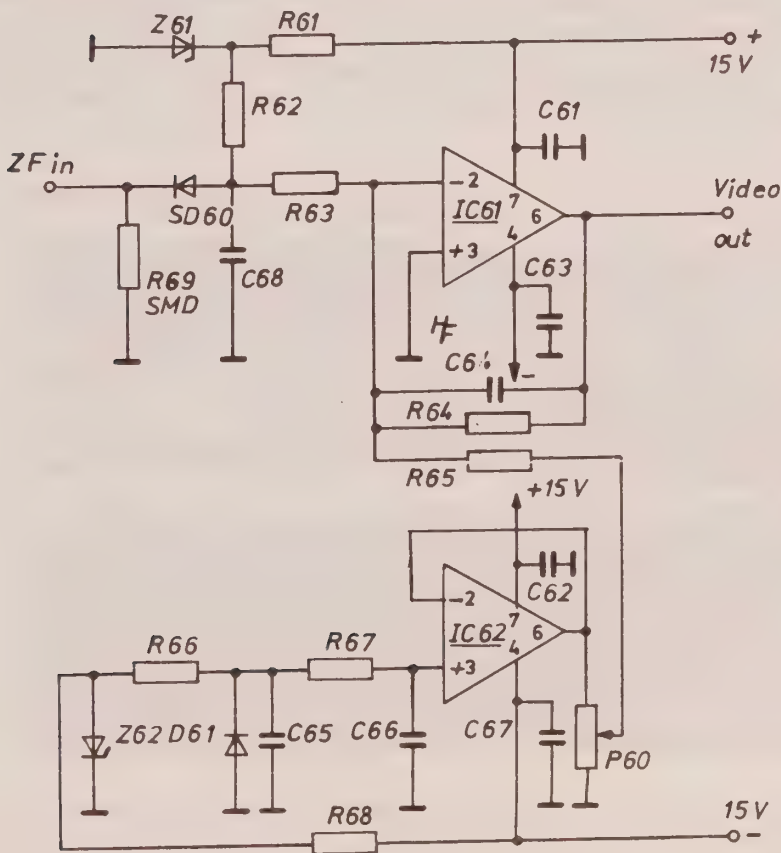
4. Video Detektor

Circuit of the video detector is shown in figure 6. Purpose of the circuit is, to rectify the 29 MHz IF-Signal from the IF-Strip with an exact linear relation, i.e.  $U_{\text{video}} = \text{SQRT}(P_{\text{if}})$ . IF-signal is rectified by schottky-diode SD60 (HP5082-2800) and further processed by fast OP-Amp IC61 (LF356). Bandwith is shaped by C68 and C64 to about 500 kHz. Linear operation of schottky-detektor is forced by a small bias current of 15 uA, which is delivered by R62 from stabilized vol-tage from Z61. Offset voltage compensation is done by temperature reference D61 and subtraction of this voltage through R65. Zero adjustment can be performed by P60. To reduce requirements to output capability of IF-strip, a DC-gain of 3 is provided by IC61. PCB-Layout is shown in figure 7, component layout in figure 8.

4. Video Detektor

Die Aufgabe des Video-Detektors ist es, die ZF-Spannung über einen Bereich von mindestens 20 dB linear gleichzurichten. Das besorgt die mit einem kleinen Ruhestrom von ca. 15 uA vorgespannte Schottky-Diode SD60 (HP5082-2800). IC61 verstärkt die Video-Spannung um 3 und begrenzt über C68 und C64 die Video-Bandbreite \* auf 500 kHz. Der Ruhestrom für SD60 wird über R62 von der Zenerspannung Z61 abgeleitet. Die Vorspannung der Diode von ca. 0,25 Volt wird durch Subtraktion einer temperaturabhängigen Spannung von IC62 über das Nullabgleich-Poti P60 und R65 kompensiert. Die Spannung kommt von der Si-Diode D61, die als Temperaturfühler dient. Das Layout der gedruckten Schaltung zeigt Bild 7, der Bestückungsplan liegt in Bild 8 vor. Die Stückliste ist in Bild 9. Teil 2 der Baubeschreibung kommt in DUBUS 3/90.

Figure 6/Bild 6: Video Detektor Circuit Diagram



\* Anmerkung: Der Ausdruck Video wird gebraucht, obwohl ja ein Rauschsignal und kein Bildsignal vorliegt, um zu charakterisieren, daß die Ausgangsspannung alle

Anteile von DC bis 500 KHz enthält, was für die Funktion der weiteren Auswerteschaltung wichtig ist.

Figure 7/Bild 7: PCB of Video Detektor

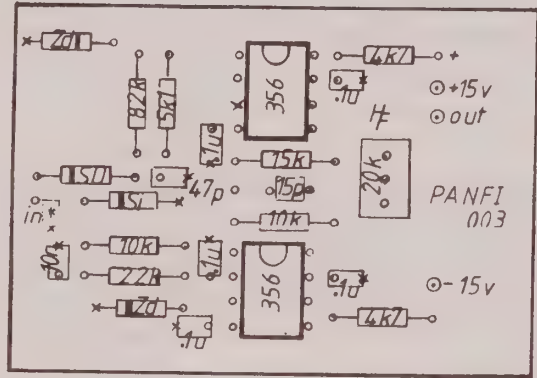


Figure 8/Bild 8: Comp. Layout of V.-Det

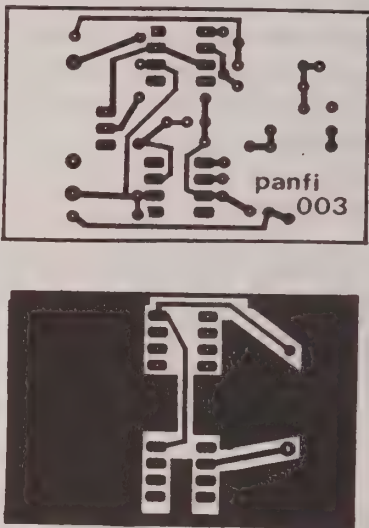


Figure 9/Bild 9: Parts List/Stückliste Video Detektor

|                   |               |                          |
|-------------------|---------------|--------------------------|
| C 61,62,63,66,67, | 0.1 uF ( )    | SD 60 z.b. Hp 5082-2800  |
| C 64              | 15 pF (EDPU)  | Z 61,62 ZPD 5.6          |
| C 65              | 10 nF (EDPU)  | D 61 1N4148(Si)          |
| C 68              | 47 pF (EDPU)  | IC 61,62 LF 356(Dip)     |
| R 61,68           | 4K7 ( M-Film) | P 60 20K (10gang)        |
| R 62              | 82k *         | Gehäuse Weissblech,      |
| R 63              | 5K1 *         | 2 stck. Durchführungs Cs |
| R 64              | 15K *         | 1 stck. Printplatte      |
| R 65,67           | 10K *         |                          |
| R 66              | 22K *         |                          |
| R 69              | 51E (SMD)     |                          |

Parts-List see above.  
To be continued: Part 2 of description in DUBUS 3/90 will cover the next part of construction and overall performance data.



# Construction of a Precision Noise Figure Measurement System

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Hellmuth Fischer, DF7VX

(Part 2)

**Abstract:** The second part describes the IF-circuit, noise source and auxiliary circuits and the alignment procedures.

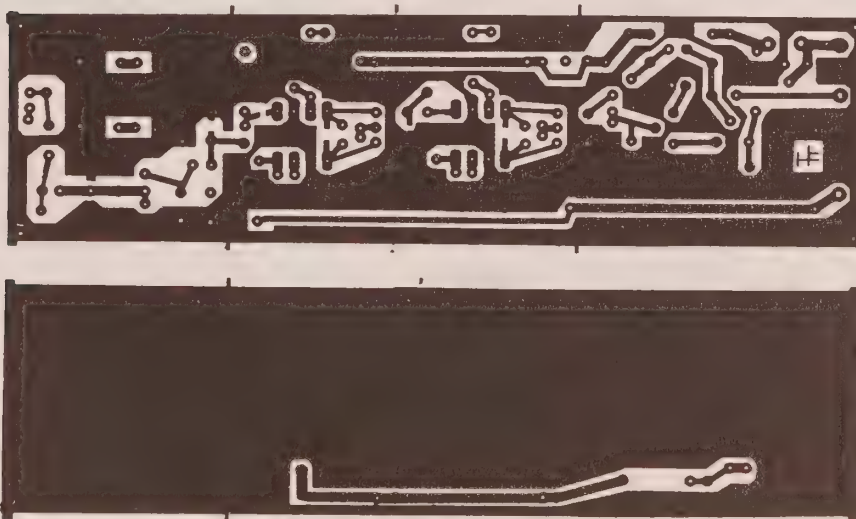
**Kurzfassung:** Nach Teil 1, der in Heft 2/1990 erschienen ist, enthält Teil 2 die Beschreibung des ZF-Teils, der Rauschquelle und des Netzteils sowie die Anleitung für den Abgleich.

## 5. IF-Strip

The IF-Strip (Figure 11) is a 4-stage tuned amplifier circuit on 29 MHz. The first stage is an Avantek MMIC MSA0685 with 20 dB gain and a low noise figure of 3.5 dB. A tuned input circuit provides some selectivity and matching to 50 Ohms. The main selectivity is compromised by the twopole filter L2, L3, which is critically coupled to provide a 3 dB bandwidth of 2 MHz. Together with L1 an approximated gaussian shape is achieved with flat delay characteristic for optimum noise pulse performance. IC11 and IC12 are TV-IF-IC's, which provide a gain of 60 dB. Broadband tuned transformer coupling provides

high stability. A high power driver amplifier is compromised of CATV-Transistor T1 (2N5109), which provides 100 mW output on 29 MHz with very low compression. That's important for driving the video detector on noise peaks. Regulators IC13 and IC14 stabilize the operating points. The AGC-characteristic of IC11 is dependent on its voltage on Pin 2. It's stabilized to 12 V. PCB is double sided for low

Figure 10/Bild 10: PCB IF-Strip

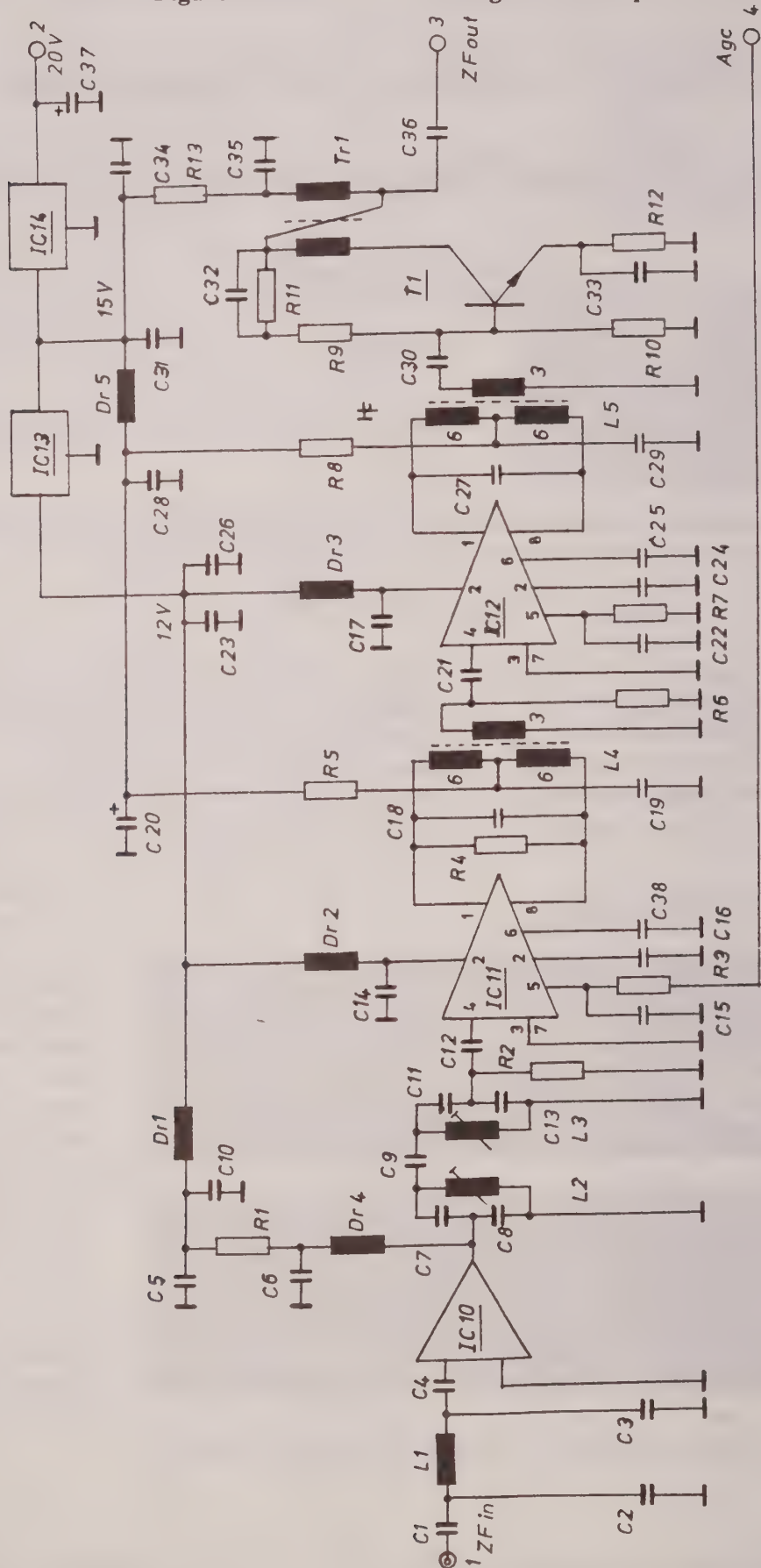


coupling and can be seen in figure 10. Parts layout is shown in figure 12.

## 5. ZF-Teil

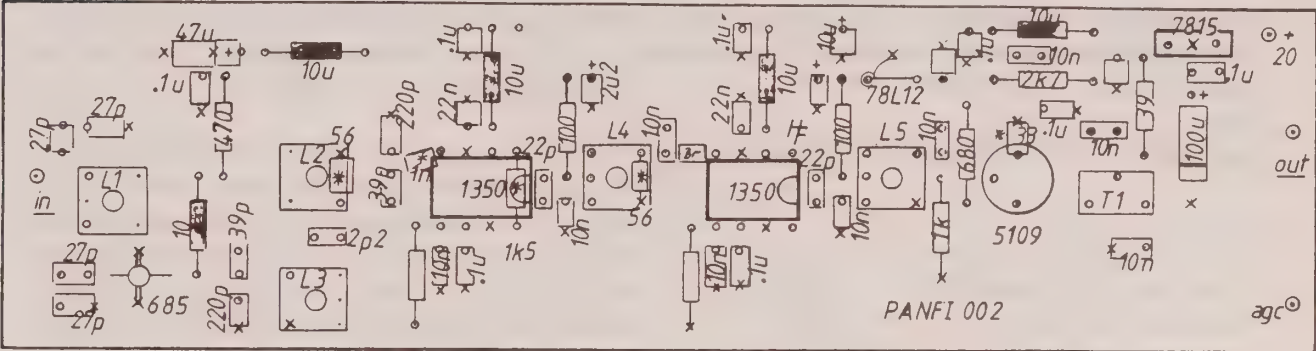
Bild 11 zeigt den Schaltplan des 29 MHz ZF-Teils. Es besteht aus vier Verstärkerstufen, die selektiv

Figure 11/Bild 11: Circuit Diagram IF-Strip



gekoppelt sind. Im Eingang befindet sich ein rauscharmer MMIC MSA685, der über einen Einzelkreis (L1,C2,C3) in Pi-Schaltung an die Eingangsbuchse angekoppelt wird. Nach 20 dB Verstärkung folgt ein Bandfilter (L2,C7,C8 und L3,C11,C12), das die Hauptelektivität besorgt. Die Bandbreite ist 2 MHz. Die Kopplung ist leicht unterkritisch. Zusammen mit L1 wird eine glockenförmige Kurve erreicht, die für eine konstante Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich sorgt. Diese ist erforderlich, um die Spitzen der

Figure 12/Bild 12: Parts Layout IF-Strip



Rauschleistung unverzerrt zu übertragen. Nach dem Bandfilter folgen zwei Breitbandstufen mit dem TV-ZF-IC MC1350. Die erste Stufe wird geregelt. Die Verstärkung beträgt ungefähr 60 dB. Die letzte Stufe verstärkt ca. 20 dB und ist mit einem 2N5109 CATV-Transistor bestückt. Die Stufe wird mit 50 mA Strom betrieben, um eine hohe Ausgangsleistung (100 mW) bei geringer Kompression zu erreichen. Das ist wichtig, um den Video-Detektor auch bei Rauschleistungsspitzen linear zu treiben. Die IC-Regler IC13 und IC14 sorgen für stabile Arbeitspunkte. Der 2N5109 muß mit einem Kühlstern versehen werden. Die gedruckte Schaltung (Bild 10) ist doppelseitig, damit keine unerwünschten Kopplungen zur

Figure 13/Bild 13: Parts IF-Strip

|                              |              |          |             |
|------------------------------|--------------|----------|-------------|
| C 1,2,3,4,                   | 27 pF (EDPU) | L 1      | 5022 1.2 uH |
| C 5                          | 47 uF        | L 2      | 5048 1.0 uH |
| C 6,16,19,23,25,28,29,31,34, | 0.1 uF       | L 3      | 5048 1.0 uH |
| C 7,11,                      | 39 pF (EDPU) | L 4,5    | Bausatz 7K1 |
| C 8,13                       | 220 pF *     | Tr 1     | Ringkern -  |
| C 9                          | 2p2 *        |          | 6.3 N 30    |
| C 10,15,21,22,30,32,35,36    | 10 nF *      | IC 10    | MSA 0685    |
| C 12                         | 1 nF *       | IC 11,12 | MC 1350P    |
| C 14,17,24,                  | 22 nF        | IC 13    | 78 L 12     |
| C 18,27,                     | 27 pF (EDPU) | IC 14    | 78 15       |
| C 20                         | 2u2 (Tant)   | T 1      | 2 N 5109    |
| C 26                         | 10 uF (Tant) |          |             |
| C 33                         | 0.1 uF (SMD) |          |             |
| C 37                         | 100 uF/25V   |          |             |
| Dr 1,2,3,4,5                 | 10 uH        |          |             |
| R 1                          | 390 E        | R 10     | 1 K         |
| R 2,6                        | 56 E (SMD)   | R 11     | 2K7         |
| R 3,7                        | 5K1          | R 12     | 33 E (SMD)  |
| R 4                          | 1K5 (SMD)    | R 13     | 39 E        |
| R 5,8                        | 100 E        | R 9      | 680 E       |

Zubehör: Weißblech Gehäuse, 2 stck. Durchführungs Cs(1nF),  
2 stck. SMC-Buchsen;  
Wickelraten: L4,5 : Prim. 2 x 7 Wdg BIFILAR 0.2 Cul  
Sek. 1 x 3 Wdg 0.2 Cul  
T 1 2 x 10 Wdg BIFILAR 0.2 Cul



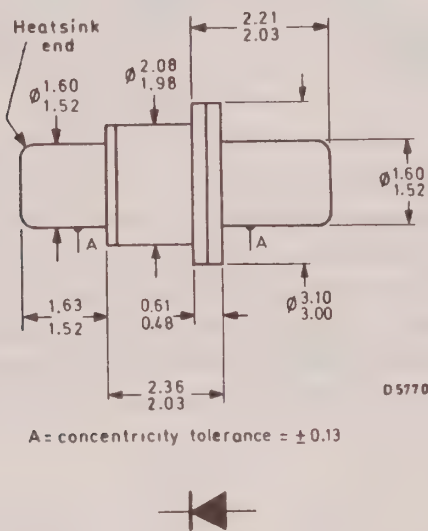
Selbsterregung führen. Die Bauteile-Bestückung kann aus Bild 12 ersehen werden.

6. Noise Source

6.1 General

The construction of the noise source has been inspired from DC8UG, who has done the first amateur construction with a BAT-31 noise diode ([1],[2]). Drawbacks of his construction turned out in low ENR on 10 GHz and unsatisfactory current regulation for the noise diode. Also a standard 28 V input has not been incorporated in his design.

Figure 14/Bild 14: BAT-31 Noise Diode



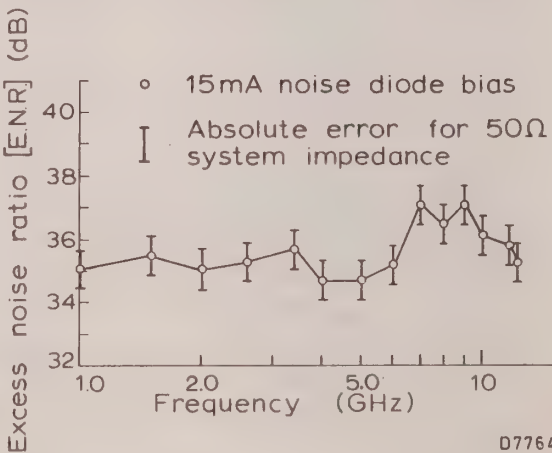
The BAT-31 noise diode has a coaxial mount (Figure 14) and can deliver ENR in excess of 34 dB from 10 MHz to 12.4 GHz (Figure 15). The bias current can be chosen that broadband operation (Figure 16) between 100 MHz and 10 GHz is feasible. In fact the final design gave a flat ENR of  $\pm 0.4$  dB from 144 MHz to 10.368 GHz.

The electric diagram is shown in figure 17. The precision current regulator, which has been realized with the LP2951, provides a constant current to the BAT-31. The LP2951 is switched by the 28 V input signal. Current is set with a 100 Ohms pot. Three 82 Ohms Chips provide broadband decoupling. An important detail are the two 50 mil Chips (Tekelec CH-A), which provide DC-cutoff to the SMA-output connector. First a normal chip, as proposed in [1] has been tried with only limited performance on 10 GHz: ENR was 2 dB down! The reason is the high series inductance of those chips which has a value of about 2 nH. That's an impedance of 125 Ohms on 10 GHz.

Therefore the use of 50 mil chips is an absolute must for good performance on the high frequency end. The second chip of 10 pF makes things even better by halving the inductance of 0.4 nH of the single chip. Figure 18 shows the mechanical layout of the milled aluminium box. Figure 19 shows construction details of the PCB, figure 21 the PCB and figure 22 shows details of diode mount. Figure 20 shows details of current regulator PCB.

The noise source has a SMA output connector and is completed with an external attenuator of 20 or 30 dB. 20 dB attenuation provides atypical ENR of 14 dB and 30 dB attenuation provides a typical ENR of 4 dB. For measurement of GaAs-FET amplifiers with the highest accuracy a 30 dB attenuator is recommended (See following article on measurement techniques). Only very high quality attenuators should be used. In the prototype a HP8493A attenuator has been used with good success.

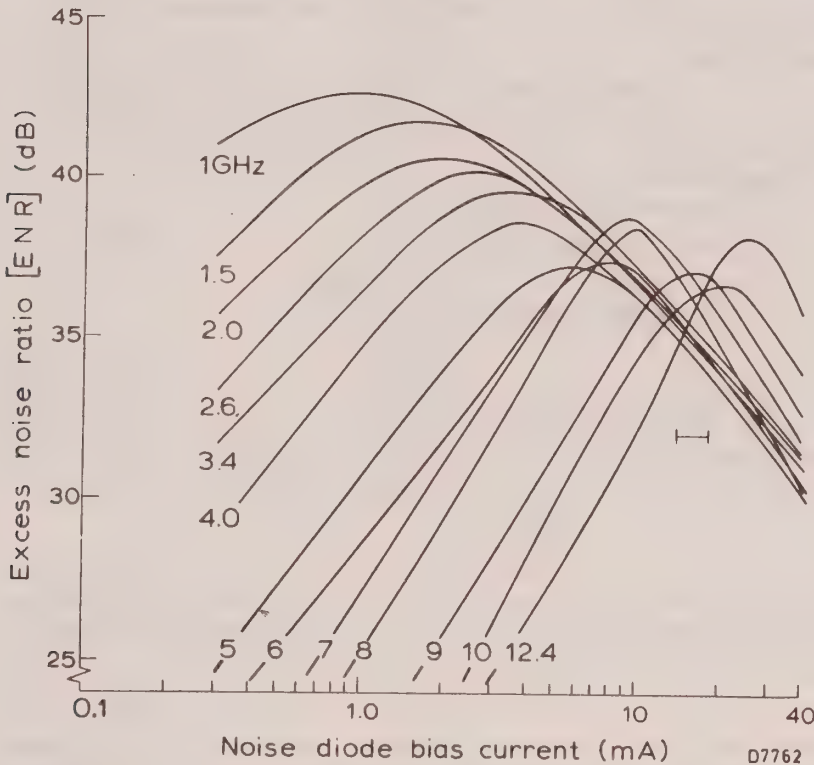
Figure 15/Bild 15: ENR @ F



6.1 Allgemeines

Die Konstruktion der Rauschquelle wurde ausgehend von der Konstruktion von DC8UG entwickelt.

Figure 16/Bild 16: BAT-31 Broadband Operation



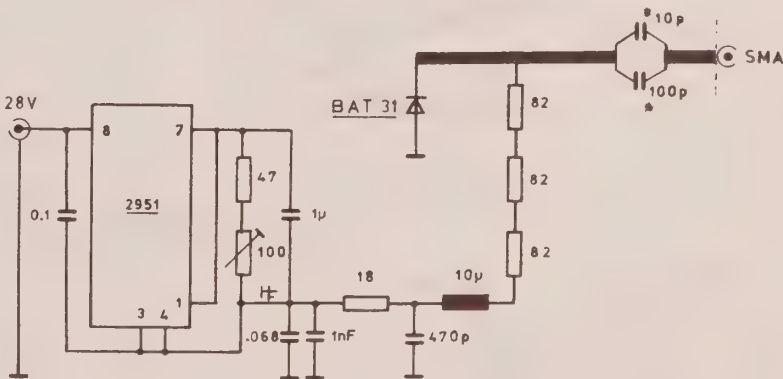
DC8UG hat die erste rauschquelle mit der BAT-31 in Stripline-Technik beschrieben ([1],[2]). Nachteile seiner Konstruktion sind die unzureichende ENR auf 10 GHz und die ungenaue Stromregelung für die Rauschdiode, die außerdem keinen Standard 28 V Eingang hat.

Die BAT-31 hat ein koaxiales Gehäuse (Bild 14) und kann eine ENR von über 34 dB in einem Frequenzbereich von 10 MHz bis 12,4 GHz liefern (Bild 15). Der Strom kann so gewählt werden, daß ein guter Breitband-Frequenzgang der ENR entsteht und zwar mit einer Welligkeit von  $\pm 0,4$  dB von 144 MHz bis 10 GHz (Bild 16). Tatsächlich wurde diese Welligkeit auch erreicht - siehe

Abschnitt 6.3 Meßwerte-

Die Schaltung ist in Bild 17 zu erkennen. Mit einem LP2951 wird eine Konstantstromquelle gebildet, die über das externe 28 V Signal geschaltet wird. Das 100 Ohm Poti erlaubt die Justage des Diodenstroms. Drei 82 Ohm Chips bewirken eine Breitband-Entkopplung des DC-Zweiges. Die Diode sitzt an einem Ende einer 50 Ohm Stripline und ist über 2 Chip-C's als Gleichspannungstrennung an die Ausgangs-SMA-Buchse angekoppelt. Die Auswahl der beiden Chip-C's ist entscheidend für die Funktion der Rauschquelle auf 10 GHz. Werden normale Chip's eingesetzt, ist ein Abfall der ENR von 2 dB zu erwarten, da diese Chip's eine Serieninduktivität von ca. 2 nH haben. Das entspricht einer Impedanz von 125 Ohm auf 10 GHz. Daher werden 50 mil Chip's (CH-A) von

Figure 17/Bild 17: Circuit Diagram Noise Source



Tekelec an dieser Stelle eingesetzt, die eine Serieninduktivität von nur 0,4 nH haben. Durch Parallelschaltung von einem 100pF und einem 10 pF Chip wird diese Induktivität nochmal halbiert. Als Konsequenz dieser Maßnahme ist der Abfall der ENR bei 10 GHz nur geringfügig.

Figure 18/Bild 18: Mechanical Construction of Noise Source

Material : AL

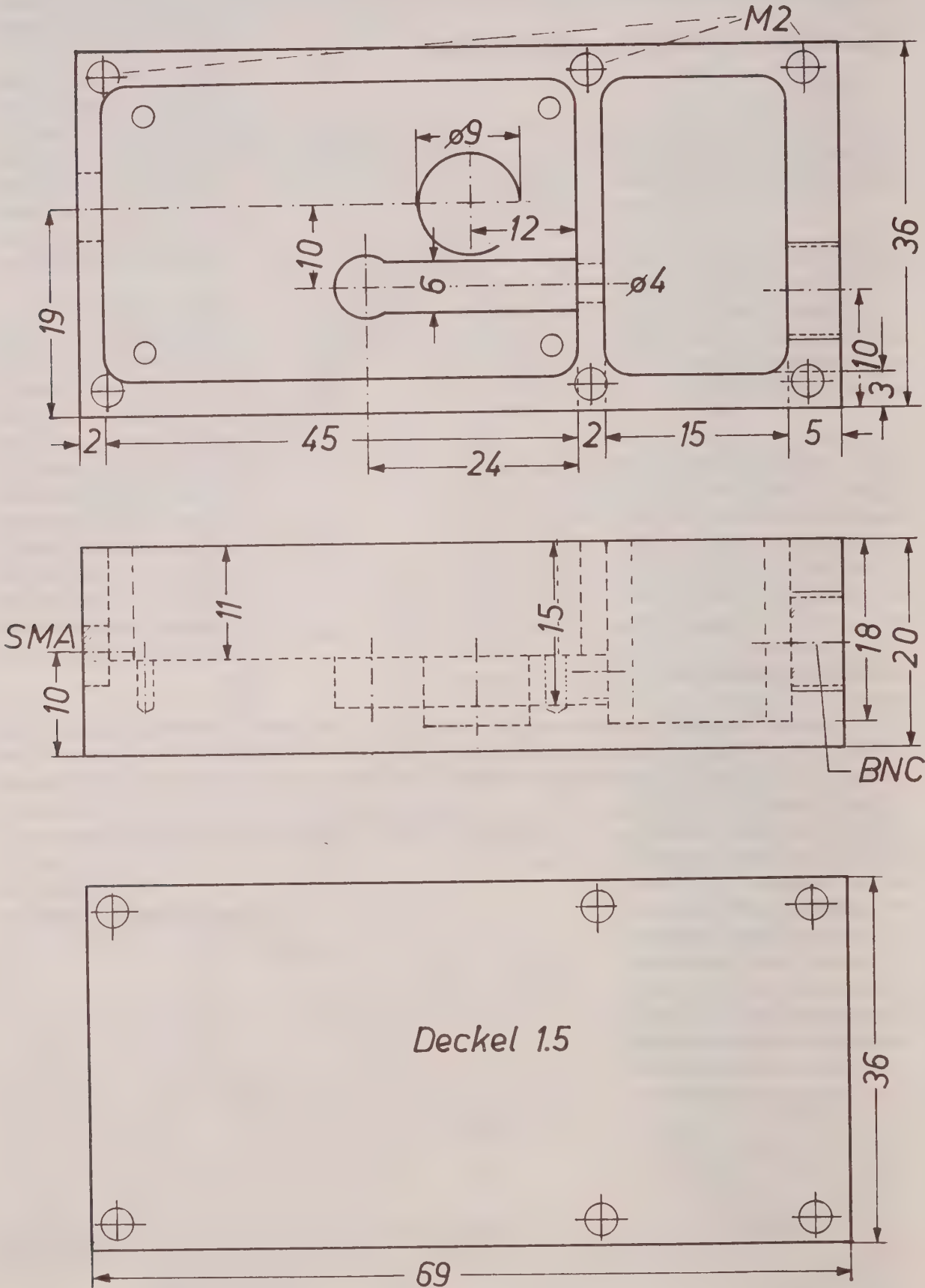
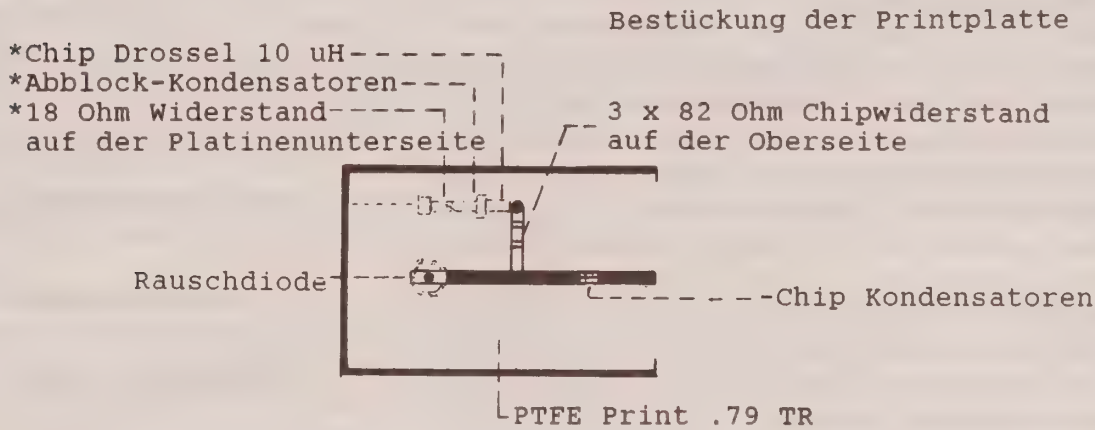




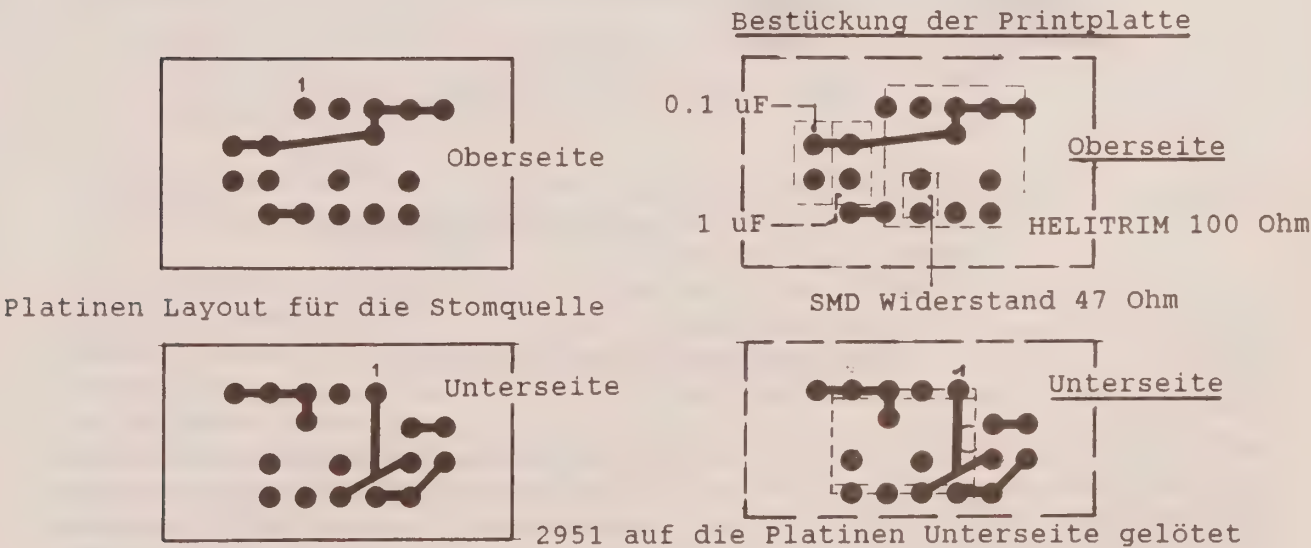
Bild 18 zeigt das gefräste Gehäuse, in das die Schaltungen (Bild 19, 20,21) eingebaut werden. Man kann natürlich auch ein weniger 'edles' Gehäuse wie z.B. die unter Amateuren so beliebten Weißblechschachteln als Gehäuse verwenden.

Figure 19/Bild 19: Construction Details on PCB



Die Rauschquelle hat einen SMA-Anschluß für die Abnahme der Rauschleistung und einen BNC-Anschluß für die Zuführung der 28 V Schaltspannung. Um die gewünschte ENR zu erhalten, muß noch ein externes Dämpfungsglied von 20 oder 30 dB zugefügt werden. Mit 20 dB externer Dämpfung erreicht man eine typische ENR von 14 dB auf 1 GHz, während 30 dB externe Dämpfung eine ENR von 4 dB produzieren. Um nicht angepasste GaAs-FET-Verstärker mit möglichst hoher Meßgenauigkeit zu messen, wird dringend die Verwendung eines 30 dB Dämpfungsgliedes empfohlen (Siehe auch folgenden Artikel über Meßgenauigkeit). Auch sollte man den Preis für die beste Qualität, die erreichbar

Figure 20/Bild 20: Layout of current regulator



ist, nicht scheuen, da die Qualität des Abschwächers (Welligkeit und Rückflußdämpfung) über die Qualität der Rauschquelle entscheidet. Man beachte, daß eine kommerzielle Rauschquelle wie die HP 346A fast DM 5000,- kostet, während die vorliegende Konstruktion bei vergleichbarer Qualität weniger als ein Zehntel kostet! Im Prototyp wurde ein HP8493A Abschwächer mit gutem Erfolg eingesetzt. Vergleichbare Qualitäten sind sicher auch bei WEINSCHTEL oder NARDA zu finden.

### 6.2 Construction Tips

The most difficult task is to couple the BAT-31 to the stripline. Figure 22 displays the details. The diode mount is made from a silvered M4-Screw and a M4 nut, which has to be soldered to the ground plane of the PCB. First a 1.5 mm diameter hole is drilled into the stripline, which is widened to 2 mm diameter afterwards. The ground-plane corner has to be chamfered carefully. The exact centric position of the nut has to be controlled with a dummy, for example an old gunn diode. The small metal plate on the top, which makes the junction to the stripline, can be taken from a RF-Power-Transistor lead. This piece is perforated with a small hole of 1.6 mm diameter, slipped over the dummy and then soldered to the stripline. (A home made dummy made from aluminium will not take any solder during this step!).

Figure 21/Bild 21. Noise Source PCB

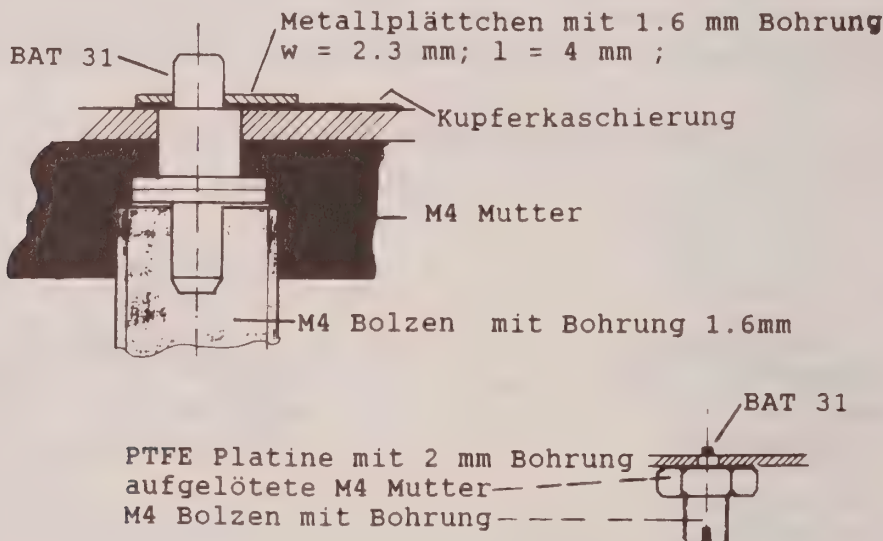
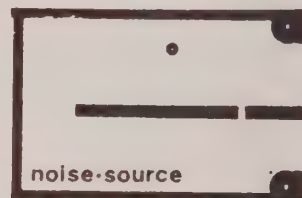


Figure 22/Bild 22: BAT-31 Diode Mount

can be mounted into the machined aluminium box. It should be glued with some silver paste and screwed at the four corners with small M2 brass screws. At last the SMA-connector is soldered to the stripline and the two Tekelec 50 mil Chip's are soldered in. The transition from the stripline to the SMA-connector should be made with low reflection. A precision SMA with stripline connection is recommended. The whole soldering should be carried out with the least amount of solder possible.

The first adjustment is done by applying 28 Volts to the BNC-connector and adjusting the 100 Ohms pot

to a current of 15 mA. The final adjustment is done together with the adjustment of the PANFI.

### 6.2 Hinweise zum Aufbau

Besonders wichtig ist die richtige Kopplung der BAT-31 an die Stripline. Einzelheiten sind Bild 22 zu entnehmen. Die Halterung der Diode besteht aus einer vergoldeten M4-Schraube und einer auf der Masseseite angelöteten M4-Mutter. Zur Montage wird die Streifenleitung mit einer 1,5 mm Bohrung versehen, die dann sehr vorsichtig auf 2 mm aufgeweitet wird. Außerdem muß auf der Unterseite der Platine die Bohrung vorsichtig angesenkt werden. Die zentrische Lage der Mutter prüft man vorher mit einem Dummy, z.B. einer Gunn-Diode. Das Metallplättchen gewinnt man aus der Anschlußfahne eines HF-Leistungstransistors. Dieses Metallplättchen wird nun mit seiner 1,6 mm Bohrung über den Dummy gesteckt und mit möglichst wenig Lötzinn mit der Streifenleitung verlötet. (Ein Dummy, der aus Alu gedreht worden ist, verhindert sehr schön das Anlöten des Dummy mit dem Metallplättchen.)

Der Übergang der Streifenleitung auf die Koax-Buchse muß stoßstellenfrei ausgeführt werden. Darum bedient man sich eines Präzisions-SMA-Steckers oder -Buchse mit Streifenleiter-Anschluß. Die Chip-Widerstände werden auf der Oberseite eingelötet. Auf der Unterseite der Platine werden in Freiluft-Verdrahtung die SMD-Drossel, die Abblock-C's und der Längswiderstand eingebaut. Beim Einsetzen der Rauschdiode ist auf richtige Polarität zu achten (Sperrbetrieb!) - siehe auch Bild 14. Zuletzt wird die Platine in das Gehäuse montiert, der Innenleiter der SMA-Buchse angelötet und die 2 Chip-C's montiert. Bei allen Lötungen ist Zinn sparsamst zu verwenden.

Nach Anschluß des Stromregler wird eine externe Spannung von 28 V angelegt und der Strom auf 15 mA voreingestellt. Die endgültige Justage erfolgt zusammen mit dem PANFI.

### 6.3 Performance Values

Two quality measures are relevant for noise sources:

1. Flatness of ENR versus frequency
2. Low absolute reflection coefficient and low vector difference between state ON and state OFF

ENR-flatness has been measured for the prototype as follows:

F [MHz]: 144 432 1296 2320 10368

---

ENR[dB]: 3.6 3.9 4.0 3.9 3.2

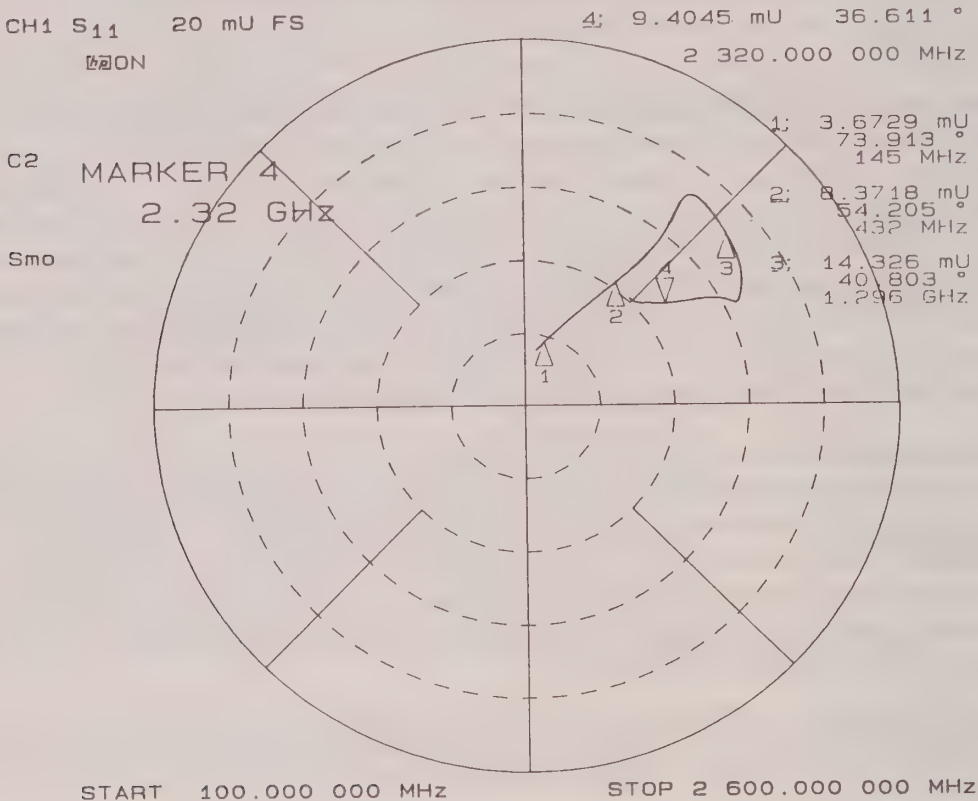
This is excellent in comparison with a commercial noise source like the HP346A which is specified for  $\pm 0.5$  dB in the frequency range from 10 MHz to 18 GHz.

Reflection coefficients for ON and OFF can be seen from figure 23. In the frequency range of 100 MHz to 2600 MHz absolute value is less than .014 (= 37 dB return loss) and maximum magnitude of the vector difference between ON and OFF is less than 0.003 over this range. That compares very well with the HP346A, which is the best noise source (10 times better than HP346B for example) currently available and specified for a maximum vector difference of 0.01. Reflection coefficient of HP346A measured in the same range of frequencies can be seen in figure 24 for comparison.

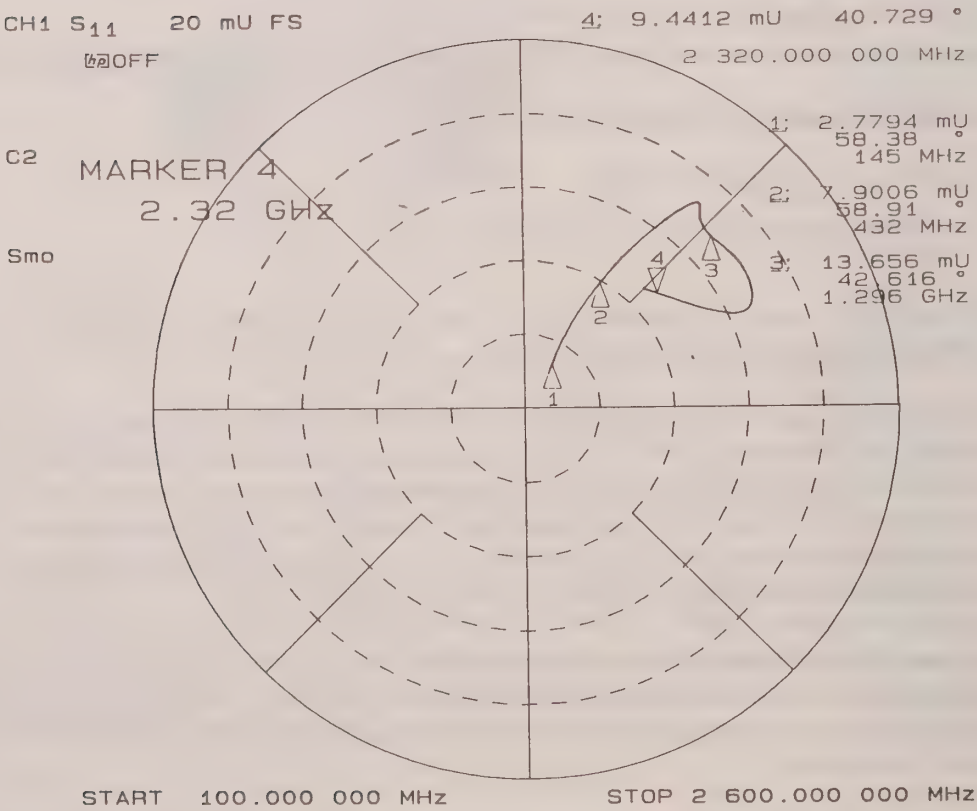
A small magnitude of vector difference of reflection coefficients in ON- and OFF-state is extremely important for high accuracy when measuring GaAs-FET devices. That will be reviewed in a following report. In any case this homebrew noise source achieves top notch performance even if compared to high quality commercial noise sources.



Figure 23/Bild 23: Noise Source Reflection Coefficient @ F



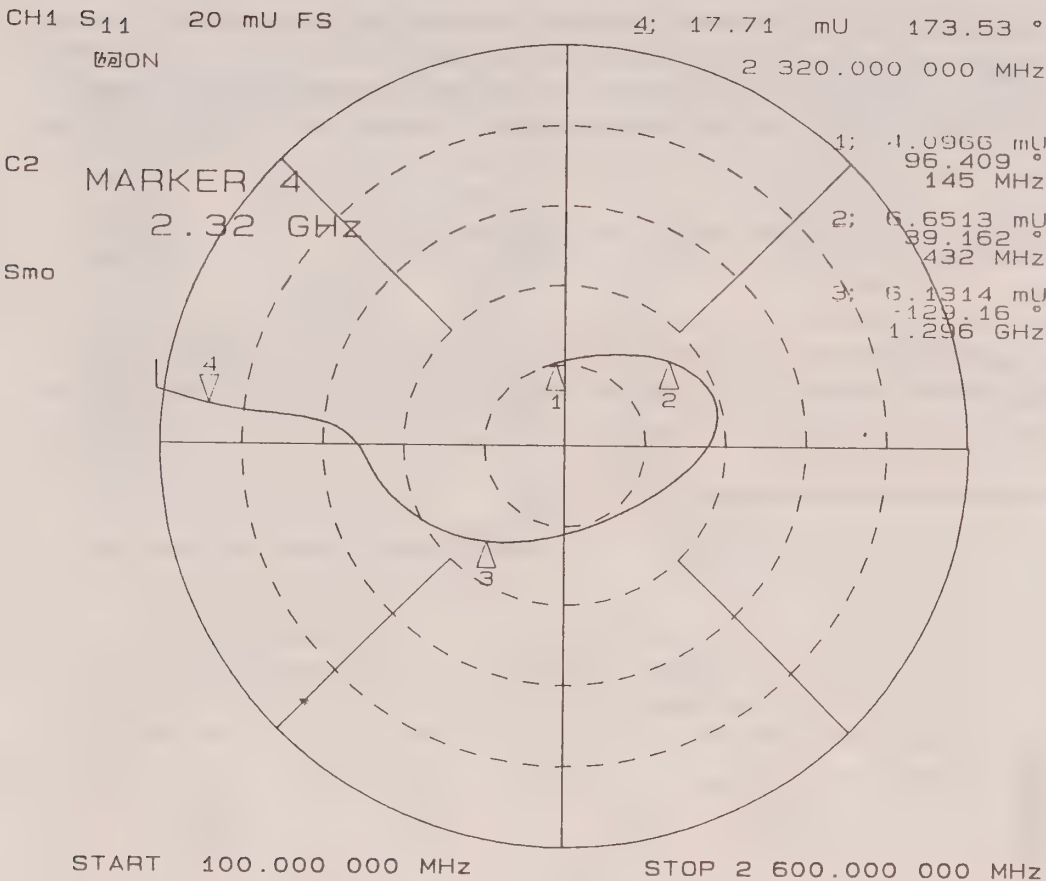
30dB  
29.12.89



BAF-31/BV  
30dB  
29.12.89

Figure 24/Bild 24: HP346A Reflection Coefficient @ Frequency

HP346A



2614A01621

29.12.89

6.3 Leistungsdaten und Meßwerte

Für eine Rauschquelle gibt es zwei wichtige Leistungskriterien:

- 1. Die Welligkeit der ENR über der Frequenz
- 2. Die absolute Größe des Reflexionsfaktors und die Vektordifferenz der Reflexionsfaktoren im ON und OFF-Zustand

Die Welligkeit des Prototypen wurde wie folgt gemessen:

|          |     |     |      |      |       |
|----------|-----|-----|------|------|-------|
| F[MHz]:  | 144 | 432 | 1296 | 2320 | 10368 |
| ENR[dB]: | 3.6 | 3.9 | 4.0  | 3.9  | 3.2   |

Das vergleicht sich gut mit kommerziellen Rauschquellen wie der HP346A, die mit +- 0,5 dB im Frequenzbereich von 10 bis 18000 MHz spezifiziert ist.

Die Reflexionsfaktoren der kompletten Rauschquelle (Rauschquelle + externes 30 dB HP8493A Dämpfungsglied) kann man aus Bild 23 ersehen. Im Frequenzbereich von 100 MHz bis 2600 MHz ist der Absolutwert des Reflexionsfaktors kleiner als 0,014 (= 37 dB Rückflußdämpfung) und der Betrag der maximalen Vektordifferenz der Reflexionsfaktoren im ON- oder OFF-Zustand is kleiner als 0.003. D.h. der Unterschied der Anpassung der Rauschquelle ist minimal zwischen ON- und OFF-Zustand. Der erreichte Wert ist erstklassig. Er ist mindestens so gut wie bei einer HP346A, die speziell von HP auf eine garantierte Vektordifferenz von 0,01 gezüchtet wurde und typisch 0,005 erreicht. Der Reflexions-

koeffizient einer HP346A ist zum Vergleich in Bild 24 dargestellt.

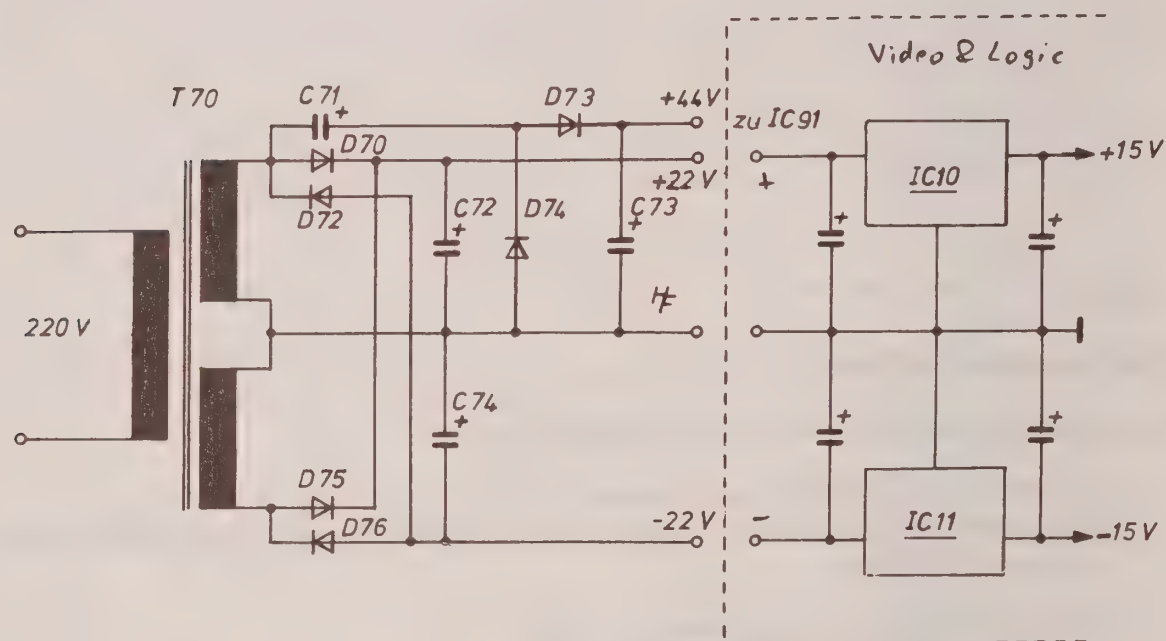
Der Betrag der Vektordifferenz ist entscheidend für die Meßgenauigkeit der Rauschzahl beim Messen von GaAs-FET-Verstärkern. Das wird in einem folgenden Bericht eingehend erläutert. Ältere Rauschquellen mit 15,2 dB ENR wie die HP346B sind in diesem Punkt 10 mal schlechter als die HP346A bzw. diese Eigenbau-Rauschquelle und eignen sich deswegen nicht zur Messung von nicht-angepassten GaAs-FET-Verstärkern, da die Meßgenauigkeit nur  $\pm 0,5$  dB beträgt.

## 7. Power Supply, Mechanical Construction, Wiring, etc.

### 7.1 Power Supply

The power supply is very straightforward. It consists of a small transformer and a bridge to produce  $\pm 22$  V and a voltage doubler for 44 V output (Figure 24). The IC-Regulators are situated on the Video&Logic Board. PCB is shown in Figure 26 and parts layout in figure 27. Figure 28 shows the list

Figure 25/Bild 25: Power Supply Schematic



of parts.

### 7.2 Mechanical Construction

The IF-Strip and video detector have to be mounted in small boxes, which are 100 percent shielded. Signal connections are made via SMC-connectors and DC-voltages via feed-trough caps. The cabinet can be rather small (250 mm wide, 90 mm high and 170 mm deep). The chassis carries on its top the video detector and IF boxes and on its under side the power supply board and the video&logic board.

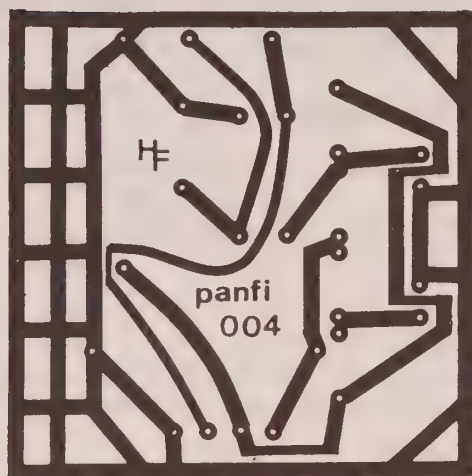
### 7.3 Wiring

After mounting all PCB's and the external parts like Helipot, switches, lamps, connectors and the 1 mA instrument (Neuberger RuC 100, 1.5 percent Linearity) one can do the wiring (Figure 30). Coaxial cable



is routed from input connector (N or BNC) to IF-Strip input (SMC). IF-output to Video-Detector in.

Figure 26/Bild 26: PCB of PS

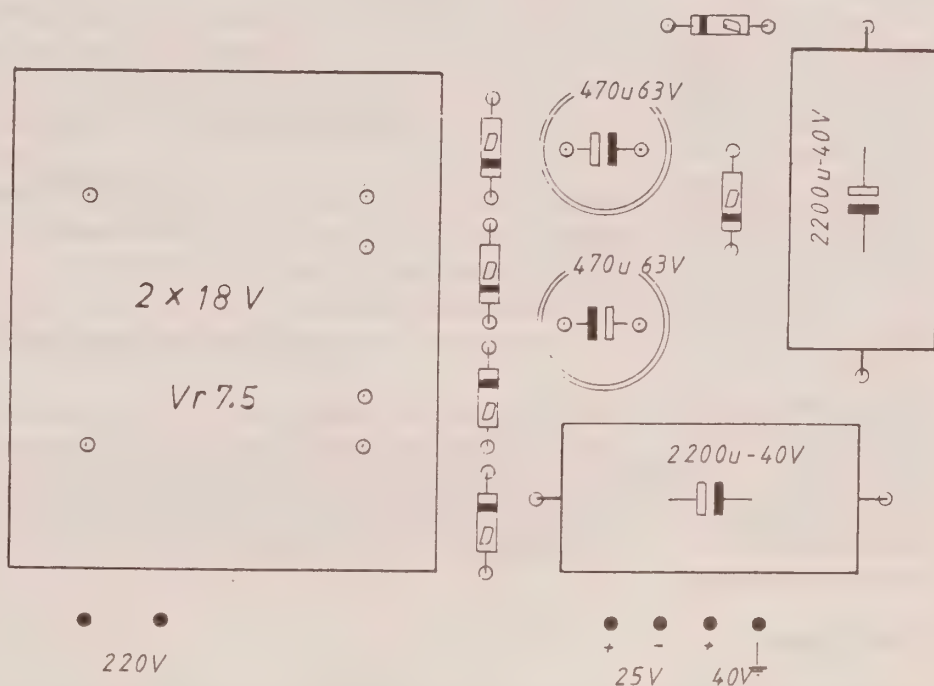


Video-Detektor out to Video&Logic Video in. All other cabling can be done with unshielded wire. First connect power supply lines to video&logic board. Connection points can be identified right of Pin 13 as +- (Looking top view that you are able to read PANFI001). The first + Pin has to be connected to + 44 V, the second to + 22 V, the third Pin - to - 22 V. Ground return is connected to ground plane of PCB. Output voltages of +- 15 V are available from - Pin right of Pin 4 and + Pin to the right. These voltages are routed to video detector and LED 'Overload'. BNC-connector for noise source is routed via coaxial cable to Pin Rq on the right side. DPST Switch S1 'Auto/Cal' is connected to Pins 6,7,8 and 2,17 and to

DPST Switch S2 'HI/LO'. The other point from S2 is routed to Pin 3. Helipot E1 (2k for HI-ENR) is connected to S2a, Position HI and to Pin 4. Helipot E2 (20k for LO-ENR) is connected to S2a, position LO, and to Pin 5.

Center of S2a is connected to TPoff. The rest is rather straightforward and should be inferred from the circuit diagrams.

Figure 27/Bild 27: Power Supply Parts Layout



## 7.4 et cetera

The mA-meter has to be provided with a special scale (Figure 29). The original scale is a sliding plate, which has to be removed. The same size foto-scale can be glued to this plate and the assembly is inserted into the meter again.

## 7. Netzteil, Mechanische Konstruktion, Verdrahtung und Verschiedenes

### 7.1 Netzteil

Das Netzteil besteht aus einem Netztrafo mit einer Brücke für +- 22 V und einem Verdoppler, der 44 V liefert. Die IC-Regler sitzen auf der Video&Logik Platine und liefern +- 15 V und 32 V. Die Platine

ist in Bild 26, der Bestückungsplan in Bild 27 und die Teileliste in Bild 28 zu sehen.

### 7.2 Mechanik

Das ZF-Teil und der Video-Detektor werden in Weißblech-Schachteln eingebaut. Die Signale werden über SMC verdrahtet, während die Gleichspannungen über Durchführungskondensatoren eingespeist

**Figure 28/Bild 28: Parts List Power Supply**

|                                                      |                                              |                                |                     |
|------------------------------------------------------|----------------------------------------------|--------------------------------|---------------------|
| T 70                                                 | Trafo 2 x 18 Volt / 7.5 VA (printausführung) |                                |                     |
| C 71,73                                              | Elektrolyt Kondensator                       | 470 uF/63V (stehend)           |                     |
| C 72,74                                              | *                                            | *                              | 2200 uF/40V (axial) |
| D 70,71,72,73,74,75,                                 | Diode z.b.                                   | 1N 4007                        |                     |
| IC 10                                                | Spannungsregler                              | 7815 (auf dem Elektronikboard) |                     |
| IC 11                                                | *                                            | 7915                           | *                   |
| Kondensatoren an den Spannungsreglern 10 - 47 uF/25V |                                              |                                |                     |

werden. Die mechanische Konstruktion besteht aus einem Gehäuse mit Trennchassis. Auf der Oberseite werden die Boxen für den Videodetektor und das ZF-Teil montiert und auf der Unterseite die Platine für die Video&Logik plus Netzteil.

### 7.3 Verdrahtung

Nachdem man alles montiert hat, werden mit Koaxialkabel alle Signalleitungen verdrahtet: ZF, Video und Rauschquellen-Schalt-signal (Bild 30). Danach können die Netzteil-Spannungen zur Video&Logik Platine geführt werden. Neben Pin 13 unten links lie-

gen die Pins + + -. Der erste nach rechts (+) bekommt + 44 V, der zweite + 22 und der dritte (-) bekommt -22 V. Die Ausgänge von +- 15 V sind oben rechts. Sie gehen zum Video-Detektor. Der Ausgang für die Rauschquelle wird vom PIN Rq an die BNC-Buchse geführt. Aus den Schaltbildern ergibt sich die weitere Verdrahtung.

### 7.4 Et Cetera

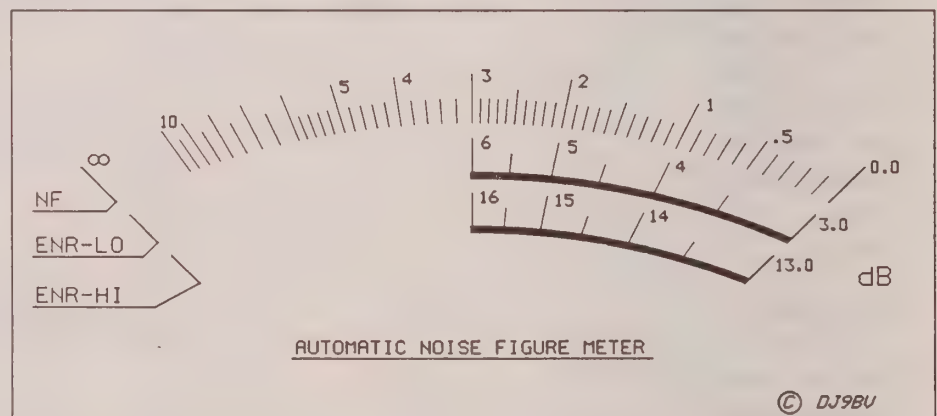
Das Neuberger Instrument (1 mA, RuC 100, Güteklasse 1,5) bekommt eine Spezielskala nach Bild 29. dazu wird die Schiebeskala herausgenommen, die neue Skala aufgeklebt und alles wieder eingesteckt.

## 8. First Operation and Alignment

One should have at least the following measurement equipment:

1. Digital Voltmeter, 0.2 % Accuracy
2. RF-Generator on 29 MHz, output from -110 dbm to -20 dBm

**Figure 29/Bild 29: Meter Scale**



3. Oscilloscope
4. Converter from Amateurbands to 29 MHz plus preamps
5. Sweeper (Optional)

For first operation after applying mains all DC-voltages have to be checked:

V+ (PS): +22 - 26 V

V- (PS): -22 - -26 V

V- (PS): +44 - +50 V

At Video&Logic:

V+ 15V +- 0.25 V

V- -15V +- 0.25 V

TPref: 1.235V

Pin8 of IC9: 32V +- 0.2 V (Possibly adjustment by selection of R102)

Jumper 1 open: Noise Source Signal 28 V +- 0.05 V (Trim with R98)

After this initial procedure alignment is performed step by step:

1. Disconnect video detector from IF-output. Trim P60 for zero DC-output at video out.
2. Disconnect video detector output from Video&Logic input. Short this input to ground.
3. Switch CAL/AUTO to AUTO. ENR-Switch to HI.
4. Control for 0 V DC at TPon and TPoff. TPage1 > +12 V. TPage2 ca. -0.6 V. TP1 and TP2 0 V.
5. Adjust P1, P2, P3 for 0V at center of pot.
6. Connect input of video&logic to TPref (1.235V). Verify same voltage on TPoff and TPon
7. Switch S1 to CAL and S2 to ENR-HI. Verify voltage on TP1 at 4.43 V and on TP2 at 6.89V
8. Turn calibration helipot for HI clockwise. Indication must rise. Otherwise wires have to be interchanged at the helipot. Turn helipot fully clockwise. Adjust for full scale indication with P4.
9. Switch to ENR-LO. Repeat procedure with ENR-LO helipot. With pot fully clockwise full scale indication must be achieved. Otherwise P4 has to be readjusted. Verify voltage of 0.905 V at TP1 and 3.37 V at TP 2.

**Remark:** If you have understood the operation of the PANFI, you will recognize, that the setting of P4 does **not** influence NF-calibration, but is set for letting ENR-calibration facility reach full scale at 3 dB or 13 dB just for convenience. Calibration of the instrument is done by setting the ENR-value, which is known for the noise source and which could be calibrated elsewhere, in the instrument and therefore allowing the instrument to compare the DUT's NF with this calibrated ENR.

10. Connect video detektor with IF-Strip. Ground AGC-input of IF-Strip. Connect RF-Generator-with frequency set to 29 MHz at PANFI-Input. Adjust RF-Generator output for DC-Indication at video detektor out. Tune all coils for maximum output. Lower generator output as output peaks. If you have a sweeper you can check curve at video out with an oscilloscope. Connect video out to Y and sweeper to X-channel. Bell type curve should be observed.

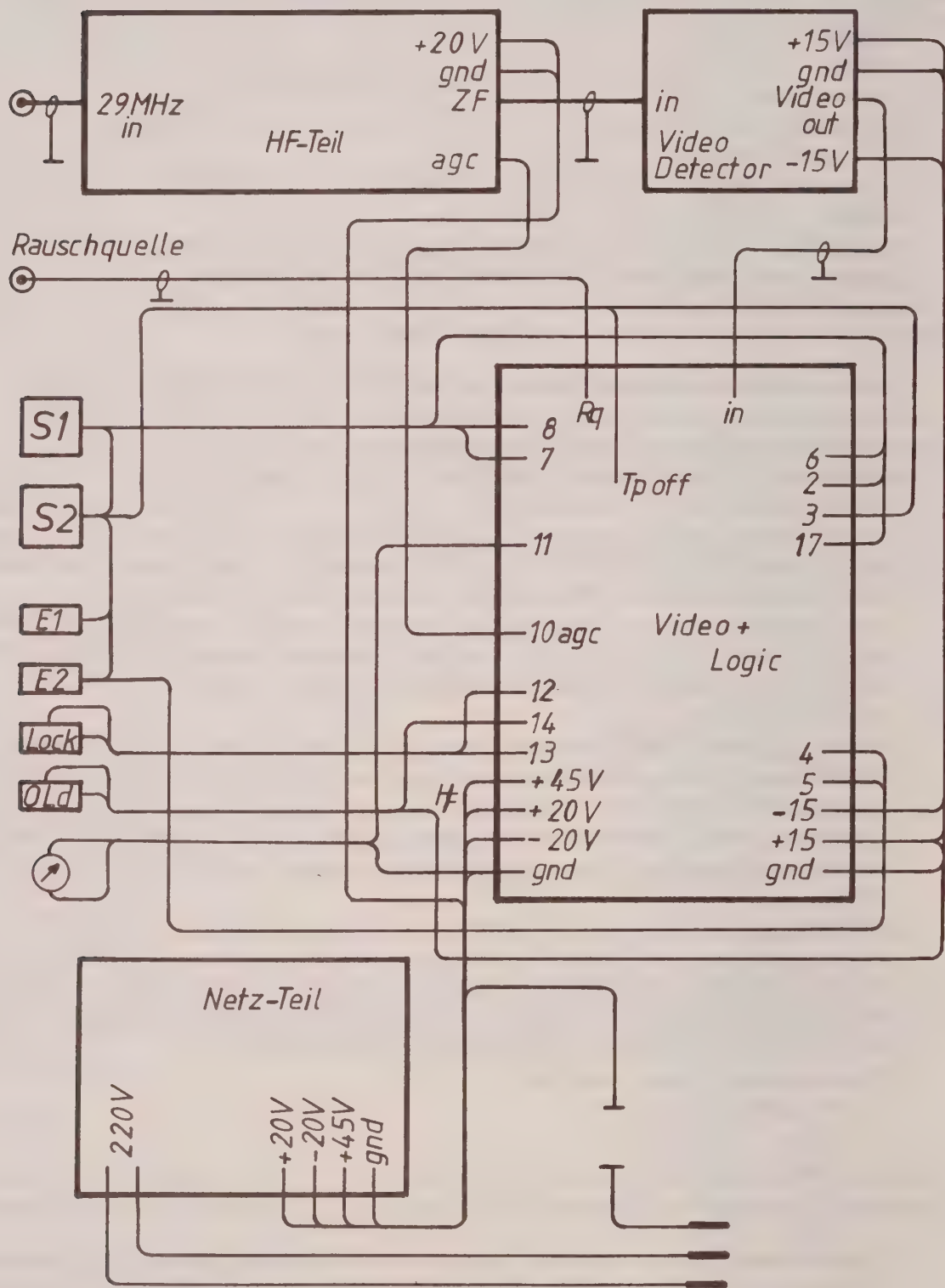
11. Check sensivity. Typical values are:

| Pin [dBm] | Uvideo [V] |
|-----------|------------|
| -110      | 0.32       |
| -100      | 0.54       |
| -90       | 1.6        |
| -80       | 5.4        |

12. Connect AGC-input to video&logic. Connect video detector out to video&logic in. Switch ouput of generator starting from -110 dBm. Measure AGC-Voltage. At -110 dBm AGC-voltage is about -0.6 V. That's the no signal state. Switch RF in 10 dB steps and wait some seconds for AGC-voltage. At about -90 +- 3 dBm AGC should start to swing positive to about +5 to +6 V. Switch forth and back in 1 dB steps to get the AGC-start level. Write it down. From AGC-start level



Figure 30/Bild 30: Wiring Diagram



## Technical Reports: Construction of a Noise Figure Measurement System by DJ9BV & DF7VX

switch up in 10 dB steps. AGC-Lock should remain over a range of at least 80 dB. Voltage at TPoff must remain at  $1.235 \text{ V} = V_{\text{ref}}$ .

13. After verifying AGC-performance set discriminators for AGC-LOCK and OVERLOAD indication. Set generator output to 20 dB above AGC-start level. Adjust P5 for lighting LOCK-indicator. Set generator to 60 dB above AGC-Start level and adjust P6 for lighting of OVERLOAD-indicator. LOCK-indicator should go off.
14. Connect noise source, converter and some preamps (system needs about 40 dB gain before PANFI), switch to calibrate and adjust helipot for indication of known ENR of noise source on meter, switch to AUTO. NF should be indicated. Indication of sufficient gain is by LOCK-Indication. Verify operation by tuning the first preamp. Indicated NF should vary.
15. Calibration of noise source is done by comparison with a commercial noise source. Pot in noise source is adjusted for maximum ENR on 10 GHz. That is done by measuring on 10 GHz and adjusting the **potentiometer in the noise source** to **minimum** indication of noise figure. That's equivalent to maximum real ENR.
16. That's all

### 8. Inbetriebnahme und Abgleich

Für den Abgleich sollten folgende Instrumente zur Verfügung stehen:

1. Digitalvoltmeter mit 0,2 % Genauigkeit
2. HF-Generator, einstellbar von -110 dBm bis -20 dBm Ausgangsleistung und 29 MHz Frequenz
3. Konverter auf 29 MHz für Amateurfrequenzen sowie Vorverstärker
4. Oszilloskop
5. Optional ein Wobbler

Zuerst müssen alle Gleichspannungen geprüft werden:

Netzteil:

U+ : +22 - 26V

U- : -22 - -26V

U+ : +44 - 50V

Auf der Video&Logik-Karte:

U+ : 15V +- 0,2V

U- : -15V +- 0,2V

Pin 8/IC9: +32V +- 0.2 V (Notfalls mit R102 einstellen)

TPref: 1.235V +- 10 mV

Jumper 1 gezogen: Rauschquellen-Schaltsignal 28 V +- 0.05V (Mit R98 einstellen)

Nach dieser Grundeinstellung wird der Abgleich in folgenden Schritten vollzogen:

1. Video-Detektor Eingang wird vom Ausgang des ZF-Teils getrennt. P60 wird auf 0V Ausgangsspannung gedreht.
2. Video-Detektor Ausgang vom Eingang der Video&Logik-Karte trennen. Dieser Eingang wird nach Masse gelegt.
3. CAL/AUTO wird auf AUTO geschaltet. Der ENR-Schalter auf HI (15.2 dB).
4. An TPon und TPoff (Video&Logik) müssen 0V anliegen. TPagc1 > 12 V. TPagc2 ca. -0.6V. TP1 und TP2 0V.
5. P1, P2, P3 werden auf 0V an ihren Schleifern eingestellt.
6. Eingang der Video&Logik-Karte von Masse trennen und an TPref anschließen. Die gleiche Spannung (1,235V) muß nun auch an TPon und TPoff zu messen sein.

7. S1 /AUTO/CAL) wird auf CAL geschaltet und S2 (HI/LO) bleibt auf HI. Spannung an TP1 muß 4,43V und an TP2 6,89V betragen.
8. Helipot für ENR-HI im Uhrzeigersinn drehen. Anzeige auf dem Instrument muß steigen. Wenn nicht, müssen die Anschlüsse am Helipot vertauscht werden. Nun ganz an den Anschlag im Uhrzeigersinn drehen. Mit P4 wird auf 100 % Ausschlag gestellt.
9. ENR-Schalter auf LO stellen. Die gleiche Prozedur wird für das andere Poti wiederholt. Mit dem Poti am Rechtsanschlag muß ein Ausschlag von mindestens 100% erreicht werden. Wenn nicht, muß P4 nachgedreht werden. An TP1 liegt eine Spannung von 0,905V und an TP2 3,37V.  
**Bemerkung:** Wer die Funktion des PANFI verstanden hat, wird erkennen, daß die Stellung von P4 keinen Einfluß auf die Anzeige der Rauschzahl hat, somit **keine** Eichung darstellt. Das einzige, was mit dieser Justage erreicht wird, ist die Festlegung des Bereichs, in dem man die ENR der Rauschquelle auf das Instrument übertragen kann. Die Eichung des PANFI geschieht dagegen über die Einstellung des auf der Rauschquelle verzeichneten Wertes für die ENR auf der Skala des PANFI im CAL-Modus. Damit 'kennt' der PANFI die ENR der Rauschquelle und zeigt die Rauschzahl korrekt an.
10. Video-Detektor wird mit dem ZF-Teil verbunden. AGC-Input des ZF-Teils an Masse. HF-Generator wird mit der Eingangsbuchse verbunden. Am Ausgang des Video-Detektors mit DVM die Spannung messen. Die HF-Spannung des Generators so regeln, daß eine Anzeige von ca. 2 V erscheint. Dann alle Spulen von vorn nach hinten auf Maximum abgleichen und den HF-Generator Output sukzessive verringern, so daß die Ausgangsspannung am Video-Detektor nicht über 2 V geht. Da das ZF-Teil eine Glockenkurve im Durchlaßbereich hat, reicht die Abstimmung auf Maximum. Mit einem Wobbler kann zur Sicherheit noch mal die Kurve kontrollieren. Dazu kann man einen Oszillographen am Video-Detektor Ausgang anschließen.
11. Die Empfindlichkeitswerte bei den Prototypen waren wie folgt:

| Pin[dBm] | Uvideo[V] |
|----------|-----------|
| -110     | 0,32      |
| -100     | 0,54      |
| -90      | 1,6       |
| -80      | 5,4       |
12. Der AGC-Eingang des ZF-Teils wird mit dem AGC-Ausgang der Video&Logik-Platine verbunden. Ebenso wird die Verbindung zwischen Video-Detektor und Video&Logik-Platine hergestellt. Der HF-Generator wird auf -110 dBm eingestellt. Dann muß die AGC-Spannung ca. -0,6V sein. Das ist die Ruhestellung. Nun dreht man in 10 dB Stufen die HF-Leistung am Eingang hoch und wartet ein paar Sekunden, ob die AGC-Spannung hoch kommt. Bei ungefähr -90 dBm +- 3 dBm springt die AGC-Spannung auf ca. 5 bis 6 V hoch. In 1 dB Schritten kann man jetzt hin und her schalten, um den genauen Einsatzpunkt der AGC zu finden. Wegen des PI-Regler ist sie entweder auf -0,6 V (AUS) oder positiv bei ca. 5 bis 6V (EIN). Dieser HF-Pegel ist zu merken. Ausgehend vom Einsatzpunkt der AGC muß man den Pegel um mindesten 80 dB erhöhen können, ohne daß sich am Testpunkt TPoff die Spannung auch nur um ein mV ändert. TPoff muß genau 1,235 V wie TPref haben.
13. Nachdem die AGC-Wirkung verifiziert ist, können die Schwellwertschalter für AGC-LOCK und OVERLOAD eingestellt werden. Der HF-Pegel wird 20 dB über den AGC-Einsatzpunkt (s.o.) eingestellt. Das Poti P5 wird so justiert, daß die LED 'LOCK' leuchtet. Dann wird der Pegel um weitere 40 dB erhöht. Das Poti P6 wird so justiert, daß die LED 'OVERLOAD' leuchtet. Die 'LOCK' LED muß dann ausgehen.
14. Die Rauschquelle wird angeschlossen, ein Konverter mit 2 Vorverstärkern (Es sind mindestens 40 dB Verstärkung vor dem PANFI nötig!) vorgeschaltet, dann wird der PANFI in CAL-Modus auf die ENR der Quelle eingestellt und dann der AUTO-Modus gewählt. Es muß die Rauschzahl angezeigt werden. Durch Abstimmen muß sich die angezeigte Rauschzahl ändern.
15. Die Kalibration der Rauschquelle wird durch Vergleich mit einer kommerziellen Quelle durchgeführt. Vorher muß auf 10 GHz die ENR maximiert werden. Dazu mißt man auf 10 GHz



## Technical Reports: Construction of a Noise Figure Measurement System by DJ9BV & DF7VX

und dreht das **Potentiometer in der Rauschquelle** auf **minimale** Anzeige der Rauschzahl. Das entspricht dann dem **maximalen** tatsächlichen ENR.

16. Das war's!

### 9. Miscellaneous

To give some help for the construction of the PANFI, Hellmuth, DF7VX, has made an offer, to supply sets of PCB's and kits of special parts, like IC's and so on. Pricing should be amateur like, i.e. self cost plus a small handling charge. Anybody interested should contact him for details. His address: Hellmuth Fischer, DF7VX, Am Holtsaut 2, D-4799 Borchten, FRG.

A second major problem is to get the BAT-31 diodes for the noise source. We have arranged for a source of these diodes, which can deliver the BAT-31 with a price of under DM 95,- (US \$ 60,-). The requirement is to have a collect order of at least 25 diodes. That should be no problem to achieve.

Because of limited space in this issue the whole stuff how to measure with this instrument and also the evaluation of performance data, will follow in the next issue. Especially the advantage of low ENR noise sources for the measurement of non-impedance matched devices like GaAs-FET preamps will be explained.

Last but not least a prototype noise figure meter will be shown at the Weinheim fair 1990 (15.- 16 Sept. 90) on the DUBUS stand.

Errata: In DUBUS 2/90, p. 16, Circuit Diagram, AGC-OUT is on PIN 10 instead of PIN 12. On p. 18, Parts Layout, PIN 11 on the right of PIN 3 should be read as PIN 17.

### 9. Verschiedenes

Um den Nachbau des PANFI zu erleichtern, hat sich Hellmuth, DF7VX, bereit erklärt, Platinensätze und Teile-Bausätze zu Selbstkosten zusammenzustellen. Jeder Interessent sollte sich direkt mit ihm in Verbindung setzen, um nähere Details zu erfahren. Die Adresse: Hellmuth Fischer, DF7VX, Am Holtsaut 2, D-4799 Borchten, BRD.

Das zweite Problem ist, die BAT-31 für die Rauschquelle zu bekommen. Es wurde ein Lieferquelle hierfür beschafft, aus der wir diese Diode für weniger als DM 95,- bekommen können, wenn wir mindestens eine Marge von 25 Stück zusammen bekommen.

Wegen des begrenzten Platzes in dieser Ausgabe folgt die Meßprozeduren für den PANFI sowie seine Leistungsdaten in einem Artikel in der nächsten Ausgabe. Insbesondere wird dort auch auf die höhere Meßgenauigkeit, die Rauschquellen mit kleiner ENR (3 - 6 dB) für die Messung von nicht-angepassten GaAs-FET-Verstärkern bringen, eingegangen.

Um sich einen Eindruck von der Konstruktion zu verschaffen werden die Prototypen in Weinheim auf dem DUBUS Stand ausgestellt (15. - 16.9.90).

Errata: In DUBUS 2/90, S. 16, Schaltplan Video&Logik, ist die PIN-Nummer des AGC-Outputs 10 anstatt 12. Auf S. 18, Bestückungsplan, ist der PIN 11 rechts neben PIN 3 falsch bezeichnet. Er muß mit PIN 17 beschriftet sein.

### 10. References

[1] Harald Fleckner, DC8UG, "Noise Generator with BAT-31", DUBUS 3/83, pp. 188 - 189

[2] Harald Fleckner, DC8UG, "Ein Rauschgenerator mit definierter Rauschleistung für Anwendungen bis in den Mikrowellenbereich", UKW Berichte 2/84, S. 73 - 81

# Tips für die Konstruktion des Rauschzahl-Meßgeräts

(Hints for PANFI-Construction)

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Hellmuth Fischer, DF7VX

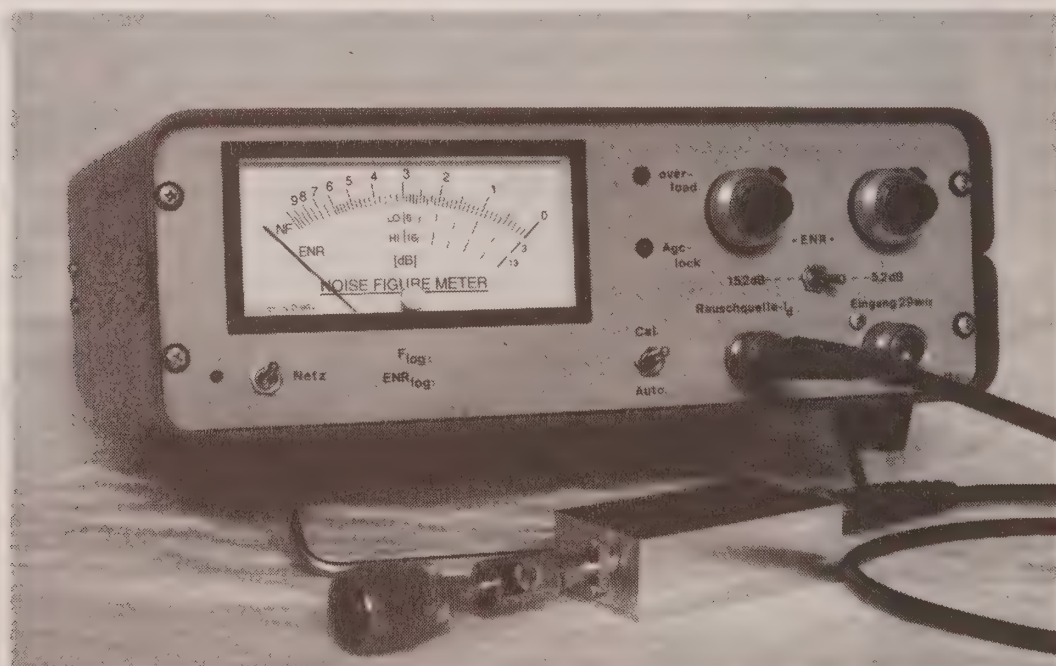
Da in der Zwischenzeit schon einige PANFI's (Rauschzahl-Meßgerät) nachgebaut worden sind (Mehr als 8 Stück funktionieren bereits zur Freude Ihrer Besitzer) sind schon in relativ kurzer Zeit nach der Veröffentlichung Erfahrungen gesammelt und Fehler in den Plänen bemerkt worden, die hier als Korrekturliste erscheinen. Damit ist jetzt ein ziemlich konsolidierter Stand in den Schalt- und Bestückungsplänen, sowie in den Stücklisten erreicht worden.

In the meantime several noise figure meters have been successfully duplicated. Therefore a considerable amount of experience and comments have been collected about errors in the drawings and descriptions. So even after this short time a rather consolidated state has been achieved. In the following there are given corrections to the circuit diagrams, parts lists and procedures.

## 1. Bemerkungen zum Zusammenbau.

### 1.1. Printplatten:

Die Printplatten, soweit doppelseitig, sind nicht durchkontaktiert. Es ist möglich, daß hier und da eine Bohrung zuviel oder auch zuwenig vorhanden ist. Dieses gilt gleichermaßen für die "Freibohrungen" auf der Bestückungsseite der Printplatten. Bitte die "BESTÜCKUNG" NUR nach dem Bestückungsplan, SCHALTBILD und Stückliste vornehmen.





### 1.2. Netzteil:

Wichtig, beachten Sie die Polarität der Kondensatoren und der Dioden.

### 1.3. HF-Eingangsteil (IF-Strip)

Die Printplatte wird auf das Einbaumaß gebracht, und in einen Weißblechrahmen (sogenanntes "Normgehäuse" 37x30x148) mit 10mm Abstand zum Boden "SAUBER" eingelötet. Die überstehenden Blechstücke werden anschließend entfernt. (Die Printplatte ist etwas kürzer als dieses "Normgehäuse").

Erst jetzt beginnen Sie mit dem Einbau der Komponenten. Bei dem Spannungsregler (7815) wird der obere Teil seiner Befestigungslasche entfernt. Vergessen Sie nicht die Durchkontaktierungen. Oben sowie unten verlöten. Die Spulen L3, L4 und der Trafo TR1 werden "**BIFILAR**" gewickelt. Achten Sie auf das **RICHTIGE** Verschalten! Ein Test mit dem Griddipmeter ist zu empfehlen. Verlöten Sie die SMD-Bauteile sorgfältig. Möglichst wenig Lötzinn verwenden. Der Eingang und der Ausgang werden mit einer "SMC-Buchse" versehen. Für +Ub (ca.23Volt) und die AGC Zuführung, werden Durchführungskondensatoren (1nF) eingesetzt.

### 1.4. Videodetektor

Auch muß zunächst die Prinplatte auf das endgültige Maß gebracht werden. Dann erfolgt der Einbau in ein kleines Weißblechgehäuse. (37x30x74) Dieses wird anschließend durch Abschneiden der überstehenden Blechteile auf ein Maß von 55 mm gebracht. Nach diesen Vorbereitungen, erfolgt der Einbau der Komponenten. Die Betriebsspannungen werden über 1nF Durchführungskondensatoren zugeführt.

### 1.5. Video und Logik Board

Beginnen Sie mit den Spannungsreglern und vergessen Sie bitte nicht die **ISOLIERUNGEN** bei dem 7915 und dem LM317. Testen Sie anschließend diese auf ihre Funktion. Bestücken Sie anschließend den "Logikteil" (Impulserzeugung) auf der Printplatte. Testen Sie die Funktion von IC 8. An TP 3 muß eine rechteckförmige Schwingung mit einer Wiederholfrequenz von ca.1600 Hz vorhanden sein. An dem Anschlußpunkt RQ muß ebenfalls ein Rechecksignal vorhanden sein. (ca.400 Hz, mit einer Amplitude von ca.28 Volt). Nun kann der Rest bestückt werden. Verwenden Sie ausschließlich hochwertige Widerstände (Metallfilm). Die Kondensatoren C2 und C5 müssen von guter Qualität sein. Das Video/ Logik Board benötigt keine zusätzliche Abschirmung.

### 2. Fehler in den Schalt- und Bestückungsplänen.

Im Schaltplan, Dubus 2/90 Seite 16 fehlt bei IC 7 (RC 4200) der Anschlußpin für die **NEGATIVE** Betriebsspannung. Dieses ist die Pin Nr.3 . Im Bestückungsplanplan ist dort ein Abblock-Kondensator vorgesehen. Ein Tantal-C von 2.2uF bis max. 10uF ist ausreichend. **BEACHTEN SIE ABER DIE POLARITÄT**. Im Schaltplan fehlt der Kondensator C 31 (120pF). Er wird dem Widerstand R 47 (IC 6) parallelgeschaltet. Er ist im B-Plan vorhanden, fehlt aber in der Stückliste. Der Widerstand R 47 fehlt im B-Plan. Außerdem ist hier im Layout ein Fehler in der Leiterbahnführung. (Dieser Fehler ist bei allen ausgelieferten Printplatten beseitigt). Die Diode D 2 ist im B-Plan mit falscher Polarität eingezeichnet.

An die Stelle der Drahtbrücke im B-Plan soll der Widerstand R 46 (10 E) eingesetzt werden. Der Widerstand R 37 ist im B-Plan mit 100 E angegeben. Richtig ist ein Wert von 200 E. Der Boardanschlußpin 11 im B-Plan (oberhalb des LT 1014) ist falsch bezeichnet. Die richtige Bezeichnung lautet 17. Ein Testpunkt für die Referenzspannung ist im B-Plan nicht enthalten. Die Widerstände R 54,55 (1k) müssen auf 2k2 vergrößert werden. (Grund: Verschiedene Komparatoren haben auf Grund des hohen Stromes durch die Leuchtdioden, eine zu hohe Restspannung. Als Folge hiervon leuchten unter bestimmten Bedingungen beide Dioden.



## Hints & Kinks: Hints on PANFI-Construction by DJ9BV, DF7VX

### 2.1. Logikschaltung:

Der Jumper J1 ist auf der Printplatte nicht vorhanden. Zur korrekten Einstellung der 28 Volt Betriebsspannung für die Rauschquelle mit dem POTI R 98, muß der Taktgenerator stillgelegt werden. Hierzu wird der Pin 2 von IC 8 mit Masse verbunden. Die Schaltfrequenz beträgt ca. 400 Hz. (Die Angabe von 200 Hz ist falsch): Die Stückliste zum LOGIKTEIL fehlt.

### 2.2. Video Detektor:

Hier fehlt im Layout (Lötseite) ein Lötauge für den Kondensator C68.

### 2.3. ZF-Teil/IF-Strip;

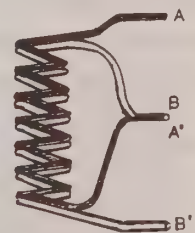
#### Bestückungsplan:

Der unter der Spule L2 angebrachte SMD Widerstand (56E) ist dort falsch platziert. Er gehört unter den direkt daneben angebrachten Kondensator (220pF). Die Spulen L4 und L5 erhalten 2x7 Wdg bifilar. Der Kondensator C 27 kann auf 39pF vergrößert werden. Der Widerstand R1 im B-Plan 470E, muß 390E groß sein. Die im B-Plan nicht bezeichneten Widerstände an den Anschlußpins 5 der ICs 11/12, sind 5k1 groß. (R3,7) In der Stückliste sind die Kondensatoren C10 und C19 mit einem falschen Wert angegeben. (0.1uF) Richtig sind 10nF. Die Kondensatoren C6, C16 und C24 im Schaltplan sind überflüssig. Sie sind auf der Printplatte nicht vorhanden. Die "Brücke Br" im B-Plan ist nicht mehr vorhanden. C 33 ist ein SMD Kondensator und auf der Unterseite (Lötseite) direkt am Emitter von T1 angebracht. Im alten B-Plan ist das nicht gekennzeichnet. Vergessen Sie nicht die Durchkontaktierung bei T1. Der Kondensator C34 ist im Schaltbild falsch eingezeichnet. Er befindet sich parallel zu C37. Die Kondensatoren C5 und C26 werden oben auf der Bestückungsseite auf die Leiterbahn gelötet. Beim Einbau der Spulen, L2,L3 die Durchkontaktierungen nach Masse, oben und unten verlöten, nicht vergessen. Der Kondensator rechts von IC13 (B-Plan) kann ein 10uF Tantal Kondensator sein. Der Transistor T1 muß mit einem Kühlkörper versehen werden. Die Spule L1 erhält eine Abschirmhaube. Die Kondensatoren C1,C2, C3 und C4 müssen dann geändert werden. (33 pF).

#### Wickelvorschrift für die Spulen L4/L5:

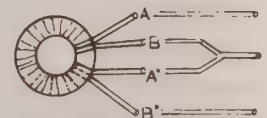
2 Cul Drähte (0.2 mm), 10 cm lang abschneiden und mit 4 Schlägen pro cm verdrillen. Dieses bifilare Paar wird dann auf den Spulenkörper gewickelt. Verschaltung siehe nebenan.

Eine Lage Tesafilm zur Trennung und darüber die 3 Ankoppelwindungen.



#### Wickelvorschrift für T1

2 Cul Drähte (0.2 mm), 10 cm lang, abschneiden und mit 4 Schlägen pro cm verdrillen. Dieses bifilare Paar wird dann auf den Ringkern gewickelt. Die Wicklung wird auf den gesamten Umfang des Kerns gleichmäßig verteilt. Verschaltung siehe nebenan.



### 3. Abgleichvorschrift (Siehe 4., 6. auf S. 29, DUBUS 3/90):

VIDEO-Eingang an MASSE; TP's ON/OFF haben dann 0 Volt. An TP AGC1 sind dann + 1.6 Volt und an TP AGC2 -0.4 Volt zu messen. VIDEO-Eingang an REFERENZ (1.235 V): TP ON/OFF hat dann den gleichen Pegel. An TP AGC1 und TP AGC2 sind fast die gleichen Spannungswerte wie vorher

## Hints & Kinks: Hints on PANFI-Construction by DJ9BV, DF7VX

meßbar. VIDEO-Eingang an eine Gleichspannung GRÖßER als 1.235 Volt, (z.b. 1,5 Volt) dann wird Tp agc1 -14 Volt und Tp AGC2 wird +13 Volt groß. Dieses Verhalten zeigt die korrekte Funktion des PI-Reglers für die AGC an.

### English:

Interested readers have very fast begun to replicate the PANFI described in DUBUS 2 & 3 / 1990. More than eight successful replications exist so far. Inevitably with this type of projects some errors have been detected in the description. The corrections for these mistakes are described in the following. It should be read as an additional information for the amateurs interested in replicating that design. After all a consolidated state has been achieved in a rather short time because of the great interest in this description.

## **1. Remarks to assembly of PANFI:**

### **1.1. PCB's**

The PCB's don't have plated trough holes even if double-sided because of economic reasons. Therefore extreme care has to be taken, to make the solder-joints by hand.

### **1.2. Power Supply**

Please care for right polarity of diodes and electrolytics.

### **1.3. IF-Strip**

Cut PCB to the size of the cabinet and solder it carefully into a 37 x 30 x 148 Schubert-Box. Soldering is from both sides, to have a solid connection to ground plane via the cabinet walls. Distance to the bottom is 10 mm. PCB is somewhat shorter, so you can cut the extra length of the cabinet.

Now insert all components and solder. Don't forget to solder through contacts, because the PCB has no provision for plated through holes. Coils L3, L4 and transformer T1 have to be wound **bifilar**. Look at "Wickelvorschrift" on previous page and consult the drawings, if you are not shure, what **bifilar** means. At last the SMD-components, the feed-trough caps and the SMC-connectors are soldered.

### **1.4. Video-Detector**

The PCB is cut to the dimensions of the cabinet (37 x 30 x 74 mm ) and soldered in. Soldering is from both sides, to have a solid connection to ground plane via the cabinet walls.

### **1.5 Video&Logic Board**

This board has no shielding cabinet. First install the regulators (7815, 7915 and LM317) and **don't forget** the mica isolation sheets for the 7915 and LM317. The **correct function** of the regulators **has to be verified** before any further construction step is taken. Next the puls-generator is completed. Correct function can be verified at **TP3**, where you can observe a square-wave with a frequency of about 1600 Hz. At Point RQ a square wave of 400 Hz (1/4 of 1600) should be observable. Amplitude is 28 Volts. Now the remaining parts can be soldered in. Only best quality components should be used, because this is the heart of the PANFI, which determines the accuracy and long-term drift.

## **2. Errors in circuit diagrams and parts-placement diagrams**

In the circuit diagram for video&logic, DUBUS 2/90, p. 16, Pin 3/IC7 for the RC4200 is missing. It's the negative voltage input pin. In the parts-placement diagram there is a Tantalum cap. A value of 2.2 - 10 uF is ok. C31 (120 pF) is missing in the circuit diagram. It is parallel to R47 at IC6. C31 is in the parts-

Figure 1/Bild 1: Revised Circuit Diagram IF-Strip/Korrigierter Schaltplan ZF-Teil

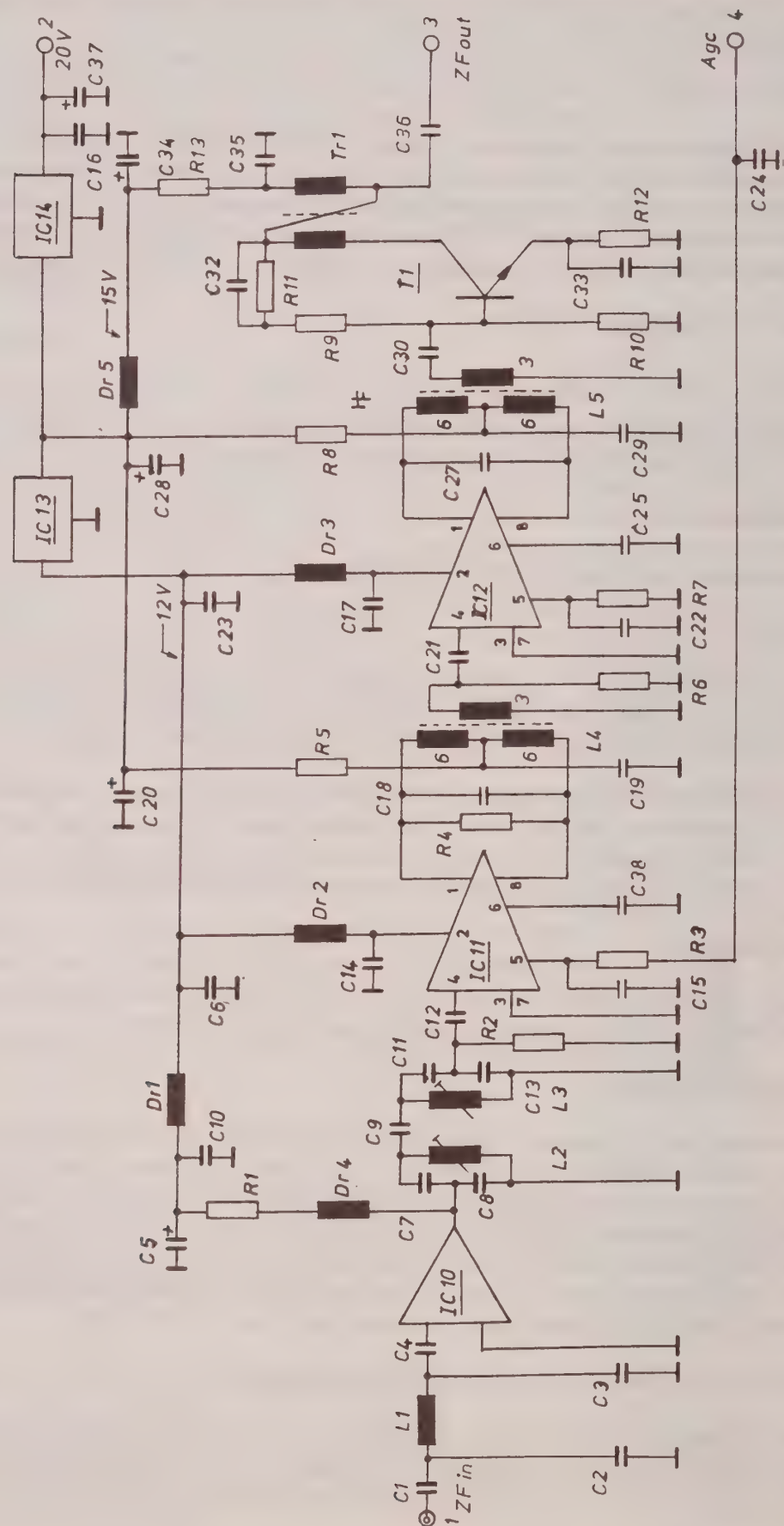
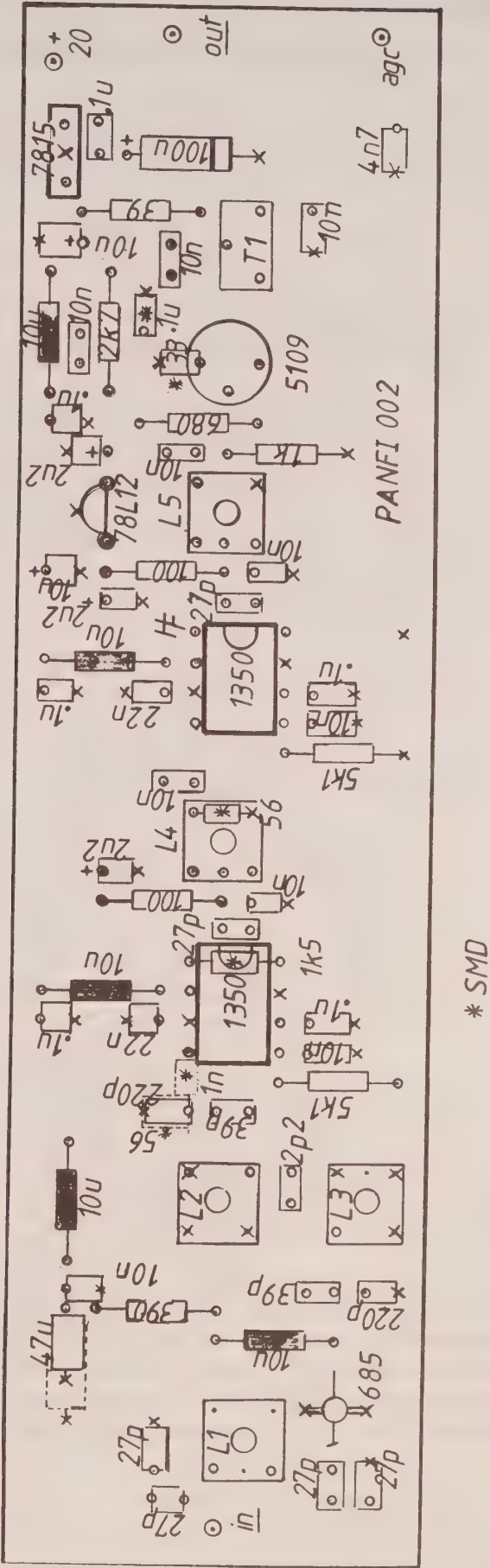
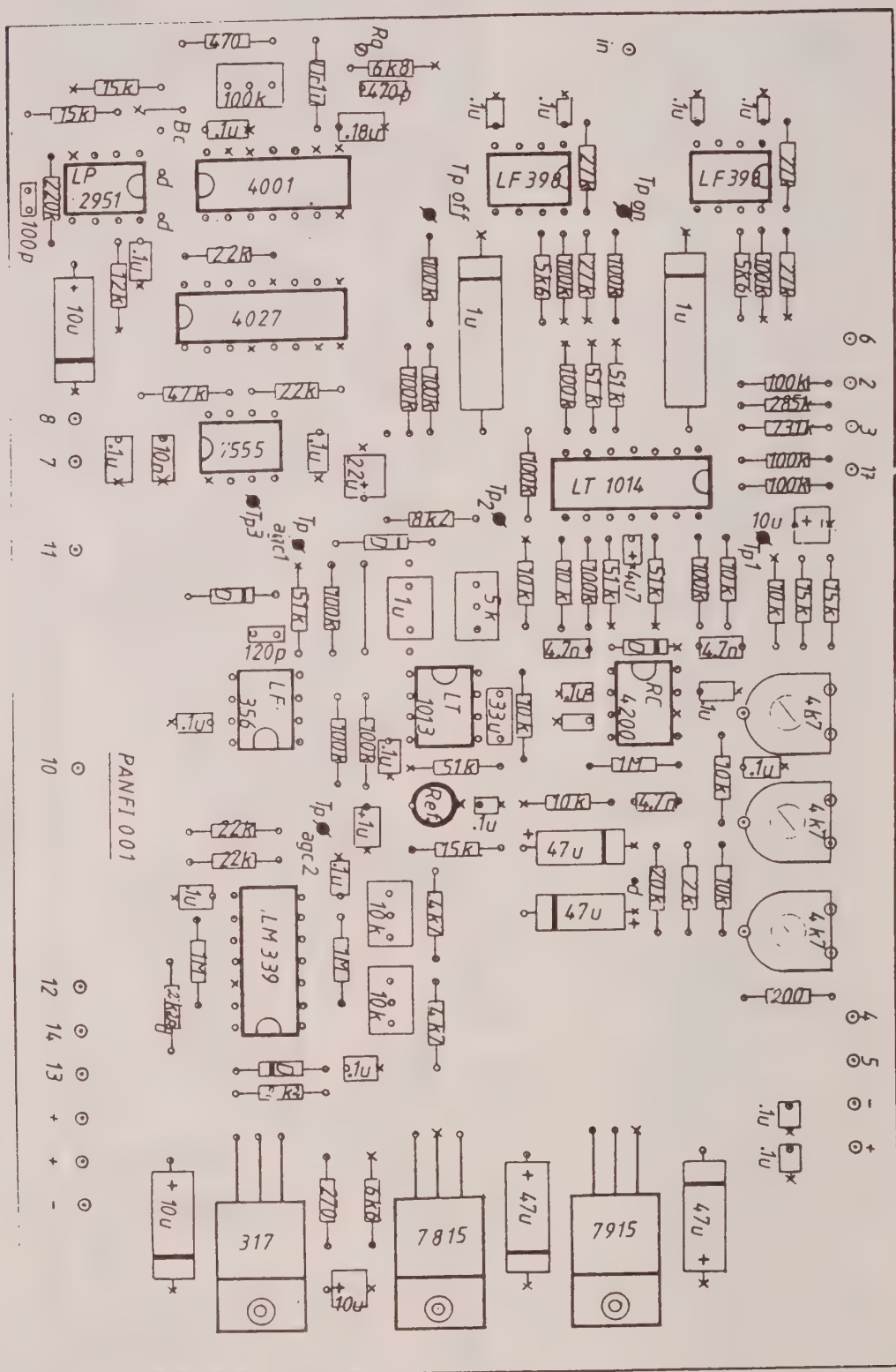




Figure 2/Bild 2: Revised  
Parts-Placement Diagram  
of IF-Strip



### Figure 3/Bild 3: Revised Parts-Placement Diagram of Video&Logic



## Hints & Kinks: Hints on PANEL-Construction by DJ9BV, DF7VX

placement diagram, but is missing in the parts list. R47 is missing in the parts-placement diagram but O.K. in the circuit diagram. Diode B2 is shown with inverse polarity in the parts-placement diagram.

In the parts-placement diagram instead of a wire bridge shown a resistor R46 (10 Ohms) should be inserted. R37 is listed in the parts-placement diagram with 100 Ohms, but should read 200 Ohms. Pin 11 (top of LT1014) in the parts-placement diagram should read Pin 17. A testpoint for Uref is missing. Resistors R54,55 should increased to 2.2 kOhms.

### 2.1 Logic

Jumper J1 is missing. For adjusting the 28 Volt regulator, the clock generator can be disabled by grounding Pin2 of IC8. Parts list for logic is missing and supplied in the following.

#### Parts list of logic on video&logic board

|         |      |              |       |                 |
|---------|------|--------------|-------|-----------------|
| C 90    | 10   | uF/25/63V    | IC 8  | ICM 7555IPA     |
| C 91    | 0.01 | uF           | IC 9  | LP 2951CN       |
| C 92    | 0.1  | uF           | IC 15 | MC 14027BCP     |
| C 93    | 0.18 | uF           | IC 16 | MC 14001BCN     |
| C 94    | 100  | pF           | IC 91 | LM 317T         |
| C 95    | 0.1  | uF           | T 91  | Trans. BC 237   |
| C 96    | 470  | pF           |       |                 |
| C 97    | 10   | uF/35V Tant. | Dr 91 | 1 uH            |
| C 98    | 10   | uF/63V       |       |                 |
| R 91    | 47   | K            | R 97  | 220 K           |
| R 92,93 | 22   | K            | R 98  | 100 K (10 gang) |
| R 94,95 | 15   | K            | R 99  | 12 K            |
| R 96    | 470  | E            | R 100 | 6K8             |
| R 101   | 240  | E            | R 102 | 6K6 (ausmessen) |

### 2.2 Video Detector

C68 has no soldering eyelets on the soldering side of the PCB.

### 2.3 IF-Strip

SMD-resistor of 56 Ohms should be mounted directly under 220 pF Cap instead under L2. L4,5 have 2x7 turns instead of 2x6. C27 has to be increased to 39 pF. R1 should read 390 Ohms. R3 and R7 are not marked and should read 5.1 kOhms in the parts-placement diagram. C10 and C19 should read 0.01 uF instead of 0.1uF, as given in the parts list. C6, C16 and C24 are not required any longer in the circuit diagram. There are not on the PCB. Bridge "Br" is not in the parts-placement diagram any longer. C33 is a SMD-cap and soldered to the soldering side directly under T1. Check for soldering through of the emitter of T1. C34 is wrong in the circuit diagram. It is parallel to C37. C5 and C26 have to be soldered to the parts side of the PCB. The Cap on the right side of IC13 in the parts-placement diagram should have a value of 10uF. Coil L1 has to be shielded with a copper cap. C1, C2, C3 and C4 have to be changed to 33 pF.

### Winding coils L4/L5:

Cut two pieces of 0.2 copper enamelled wire 10 cm long. Twist them with 4 turns per cm. Then wound



### **Hints & Kinks: Hints on PANFI-Construction by DJ9BV, DF7VX**

this bifilar pair of wires with 7 turns onto the coils form. Look for drawing on previous page for wire connection.

#### **Winding T1:**

Cut two pieces of 0.2 copper enamelled wire 10 cm long. Twist them with 4 turns per cm. Then wound this bifilar pair of wires with 10 turns onto the toroid. Look for drawing on previous page for wire connection.

### **3. Change to Tuning Procedure (See p. 27, No. 4. and 6. in DUBUS 3/1990)**

Input on video&logic board is grounded. Testpoint TPon and TPoff have to show 0 volts. Then voltage at TP AGC1 should read + 1.6 volts and at TP AGC2 - 0.4 volts. Now input is connected to Uref (ca. 1.235 volts). Voltage at TPon and TPoff now should read ca. 1.235 volts (same as at TPref!). Voltages at TP AGC1 and TP AGC2 should change only some mV. Connecting input now to external supply of 2 volts will bring the PI-servo into the other limit, i.e. TP AGC1 should read - 14 volts and TP AGC2 + 13 volts. This behaviour indicates proper function of the PI-servo system.

# Technical Reports

by DJ9BV

## Ultra Stable Microwave LO

Bernard Chareyron, FC1GAS

(Reprint from HURC Info's No. 33, Translation by F6HYE)

This article describes a circuit designed to lock a low noise VHF-Crystal oscillator (90 - 110 MHz) to a very stable low frequency crystal oscillator (16 MHz). By this circuit the conflicting requirements of frequency stability and low phase noise have been solved. It has been designed primarily for the 10 GHz band, but can be used for any microwave band of course.

Dieser Artikel beschreibt einen rauscharmen VHF-Quarzoszillator (90 - 110 MHz), der mit einer hochstabilen Quarzreferenz auf 16 MHz durch einen Schmalband-PLL synchronisiert wird. Damit können die sich widersprechenden Forderungen nach einerseits niedrigem Phasenrauschen und andererseits hoher Frequenzstabilität für einen Mikrowellen-LO erfüllt werden. Diese Forderungen sind von einem unsynchronisierten VHF-Quarzoszillator nur schwer zu erfüllen, da niedriges Phasenrauschen unter anderem durch hohe Leistung (> 1 mW) auf dem Quarz erreicht wird. Wegen der damit verknüpften Erwärmung ist oft die Stabilität schlecht. Diese wird in dieser Schaltung durch Schmalband-Synchronisation des VHF-Quarzoszillators mit einem 16 MHz TXCO, der auf beste Stabilität gezüchtet ist, erreicht. Die Schaltung eignet sich besonders für das 10 GHz Band, läßt sich aber für jedes andere Mikrowellenband nach Änderung des VHF-Quarzes einsetzen.

### 1. TXCO Frequency Reference

For high stability a commercial 16 MHz Connor-Winfield TXCO has been chosen. It's stability is better than 0.1 ppm in the temperature range of 0 to 50 degrees centigrade. On 10 GHz this stability assures less than 1 kHz drift for a temperature range of 50 degrees! This figure can be improved by a factor of 10 for short term stability, if enclosed in a thermalized enclosure, which is heated to 40 degrees centigrade. So a stability of better than 100 Hz is achievable on 10 GHz. The complete circuit can be seen in Figure 1.

Zwecks hoher Stabilität wird ein kommerzieller 16 MHz TXCO von Connor-Winfield benutzt. Dieser hat eine Frequenzstabilität von besser als 0,1 ppm in einem Temperaturbereich von 0 bis 50 Grad. Das heißt, für eine Temperaturänderung von 50 Grad beträgt die Drift auf der Endfrequenz von 10 GHz nur 1 kHz. Diese Drift kann nochmal um den Faktor 10 verringert werden, wenn man den TXCO in ein geheiztes Gehäuse packt, das auf 40 Grad temperiert wird. Damit wird eine Kurzzeitstabilität (10 Minuten) von besser 100 Hz auf 10 GHz erreicht! Die Schaltung für den Referenzoszillatorteil zeigt Bild 1.

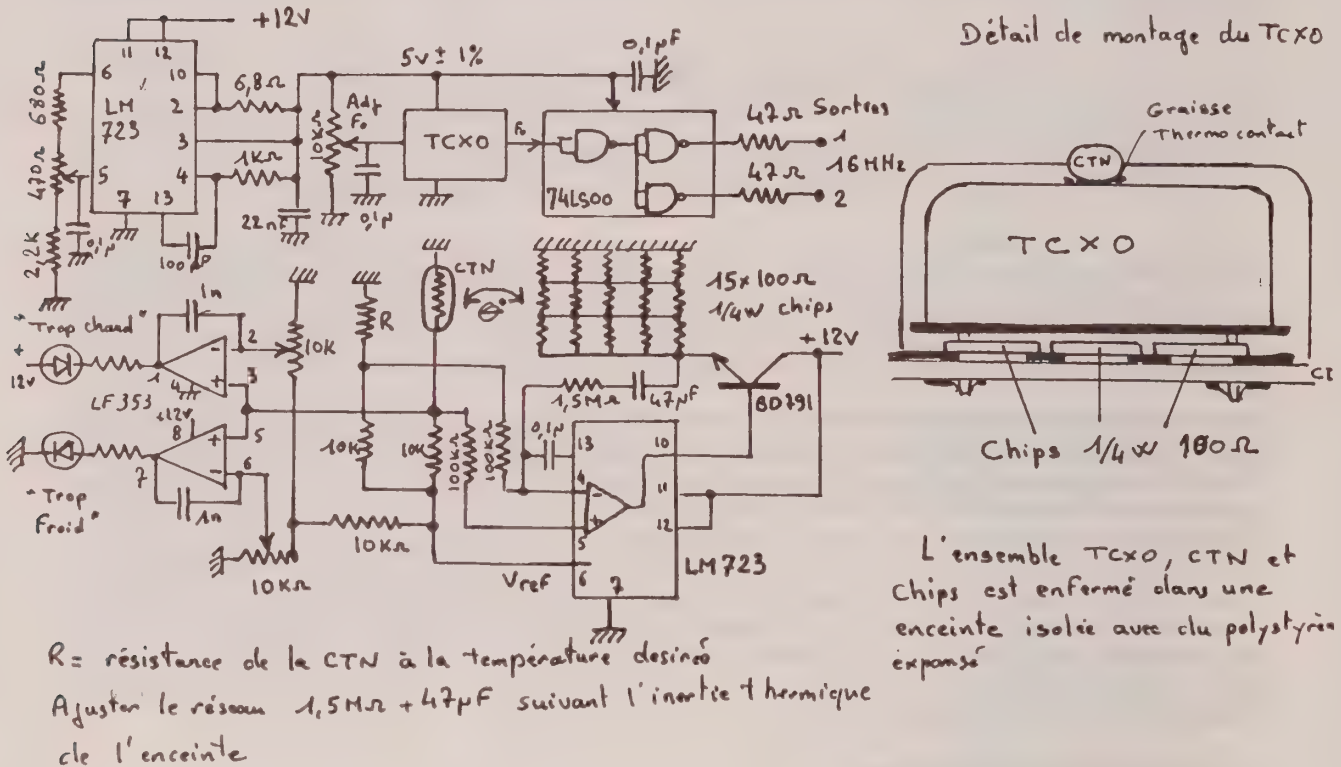
Anmerkung der Redaktion: Der bisher beste Stand der Amateur-Technik in Sachen Stabilität von Frequenzaufbereitungen scheint der Wert von 10 ppm zu sein, der von DC0DA für seine MICROLINE-3 in UKW-Berichte 1/89, S. 42, angegeben wurde. Das heißt, im Temperaturintervall von 5 - 30 Grad, wandert die Frequenz auf 10 GHz um 100 kHz!

### 2. VHF-Crystal Oscillator

The VCXO is a modified DL1RQ crystal oscillator (Figure 2). The BB109 varicap is loosely coupled and allows for a 1kHz deviation of the nominal 106.5 MHz crystal frequency with a tuning voltage range of 2...12 Volts. The PLL is constructed from low cost components. It's main circuit consists of the Motorola MC145106 integrated circuit (Figure 3). The reference frequency of 16 MHz is fed into the OSC-Pin and divided by 1024 to give an internal reference frequency

of 7.8125 KHz. The other part is a programmable divider, which is programmed to a division ratio of 213 for this application. It's input is fed from VCXO by a divide by 64 prescaler SDA2101

FIGURE 1 (BILD 1): TXCO-Circuit/Referenz Oszillator



(Figure 4). The total division ratio is  $64 \times 213 = 13632$ . The phase detector outputs a DC-tuning voltage, which is filtered and buffered by the LF351 OP-amp. After switch on the circuit takes a couple of seconds to lock onto the reference. This state is indicated by the 'Lock' LED.

## 2. VHF-Quarzoszillator

Der VHF-Quarzoszillator ist ein modifizierter Quarzoszillator nach DL1RQ mit einem U310 Sperrschicht-FET, der für niedriges Phasenrauschen sorgt (Bild 2). Eine BB-109 Kapazitätsdiode ist lose an den Drainkreis angekoppelt, so daß eine Frequenzvariation von  $\pm 1$  KHz für Abstimmungsspannung zwischen 2...12 Volt erreicht wird. Der PLL besteht aus billigen Bauelementen und hauptsächlich aus dem Motorola MC145106 Schaltkreis, der eine komplette PLL-Schaltung mit Teiler, Referenzteiler und Phasendetektor enthält. Die Referenzfrequenz von 16 MHz wird durch 1024 geteilt und ergibt damit am Phasendetektor 7,8125 kHz. Die VHF-Quarzfrequenz von 106,5 MHz geht zunächst auf eine 1:64 Vorteiler (SDA2101) und dann auf den einstellbaren Teiler im MC145106, der durch 213 teilt. Die Abstimmungsspannung, die vom Phasendetektor erzeugt wird, wird gesiebt und von einem LF351 gepuffert. Diese Siebung bewirkt die Unterdrückung der 7,8125 kHz Referenzfrequenz. Nach dem Einschalten braucht die Schaltung einige Sekunden, um einzurasten. Das wird durch eine 'LOCK' LED angezeigt. Der PLL arbeitet sehr schmalbandig, so daß das Phasenrauschen der Gesamtschaltung nur vom VHF-Quarzoszillator bestimmt wird. Dieser ist in dieser Hinsicht sehr gut. Der PLL hat nur die Funktion, die hohe Stabilität der Referenz auf den VHF-Quarzoszillator zu übertragen.



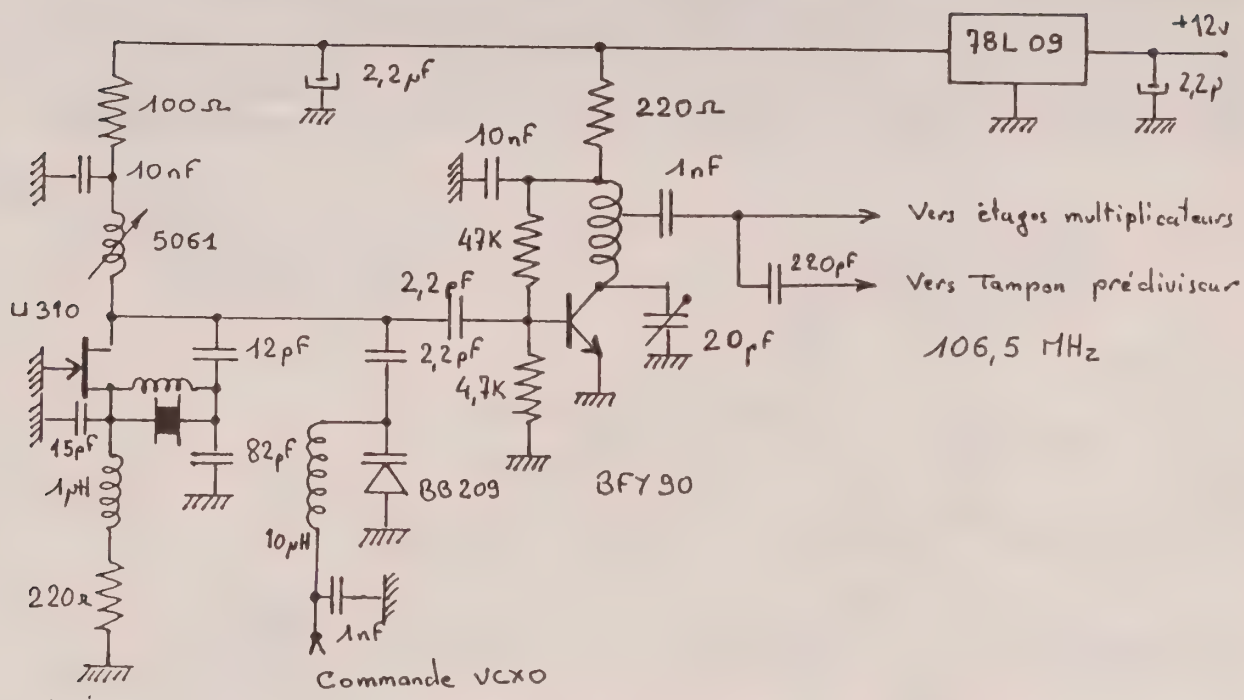


Figure 2/Bild 2: VHF-Crystal Oscillator/ VHF-Quarzoszillator

3. Initial Adjustment

With open loop - connect varicap to external voltage source - the VXCO coil (Neosid 5061) is tuned to the correct frequency with 5 Volts tuning voltage. Then it should be verified, that the VXCO starts safe for the complete range of 0 to 12 Volts. Second the dampening factor of the PLL-Loop should be adjusted to an overshoot of 15 percent. That indicates optimal conditions for the closed loop and can be achieved by changing the 150k-150nF combination in the feedback circuit of the LF351.

3. Abgleich

Der erste Schritt besteht darin, die Spule des VHF-Quarzoszillators so einzustellen, daß bei

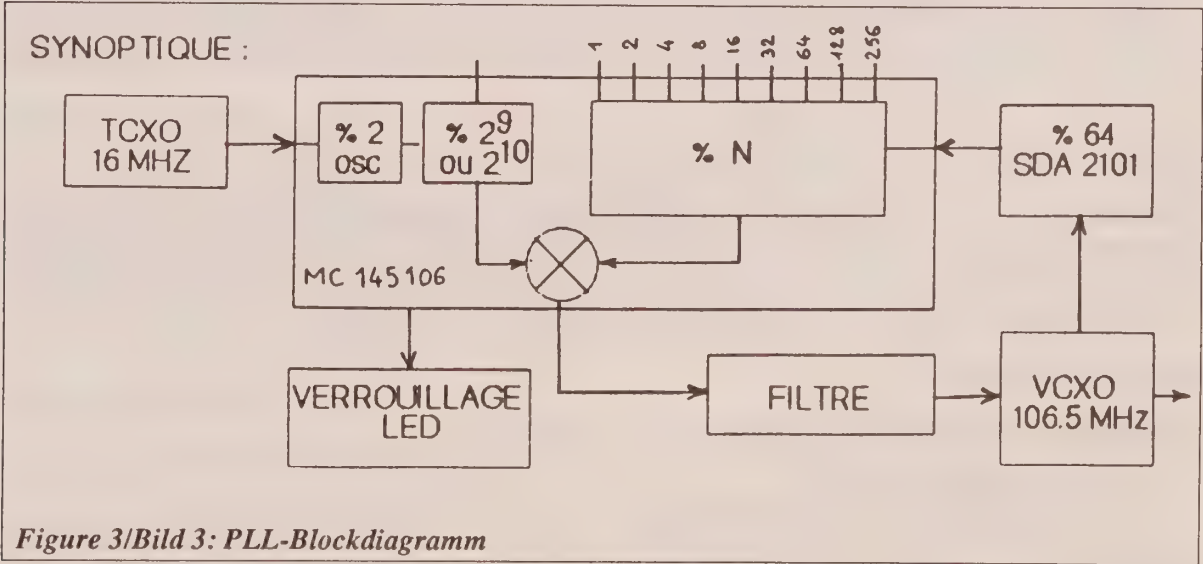


Figure 3/Bild 3: PLL-Blockdiagramm

Technical Reports: Ultra Stable Microwave LO by FC1GAS

offener Regelschleife - der Eingang VXCO Control wird an eine externe Gleichspannung von 5 Volt gelegt - die Frequenz 106,5 MHz beträgt. Dann wird überprüft, ob der VXCO bei allen Abstimmspannungen zwischen 0 und 12 Volt sicher anschwingt. Als zweiter Schritt kann eine Änderung der Zeitkonstante am LF351 (150k in Serie mit 150 nF) erforderlich sein, wenn beim Einrasten kein Überspringen von 10 bis 20 % entsteht. Dieses Überspringen zeigt die richtige

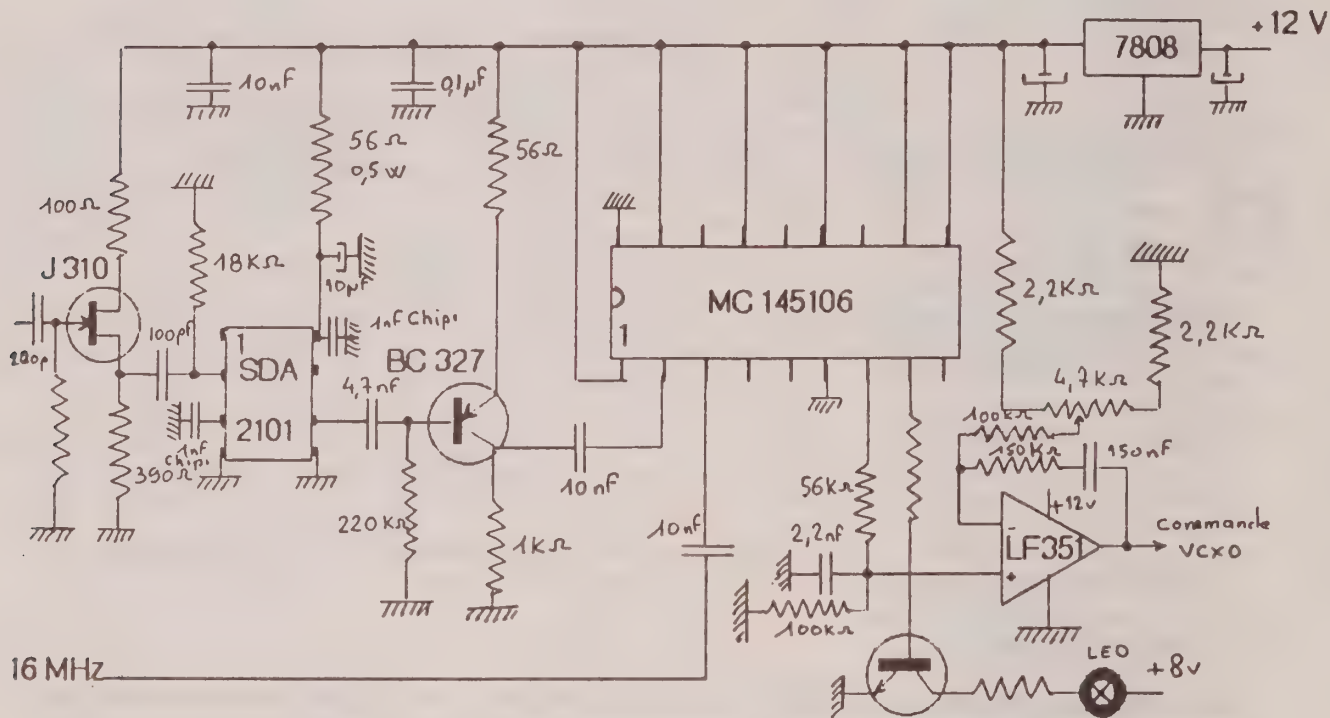


Figure 4/Bild 4: PLL-Circuit/Phasenregelschleife

Dämpfung des Regelkreises zweiter Ordnung an. Die Dämpfung ist abhängig von der Abstimmteilsteilheit des VXCO's.

4. Performance Data

Frequency measurements have been done on 2556 MHz output. Long term stability on this frequency had been better than 200 Hz for a temperature variation from 3 to 30 degrees centigrade. Short term Stability is about 50 Hz for the same variation. Phase noise seems to be unaffected by the PLL-circuit.

4. Leistungswerte

Nach Multiplikation auf 2556 MHz wurde die Langzeit-Frequenzstabilität für eine Temperaturvariation von 3 auf 30 Grad Celsius mit 200 Hz gemessen. Die Kurzzeitstabilität (10 Minuten) wurde mit 50 Hz bei der gleichen Temperaturvariation gemessen. Verschlechterungen des Phasenrauschens des 106 MHz Oszillators wurden nicht beobachtet.

5. Other Frequencies

For different frequencies one has to change two things:

- 1. XTAL in the VXCO
- 2. Division ratio N in the MC145106

(Fortsetzung S. 23/Continued p. 23)

# Technical Reports

by DJ9BV

## 12 GHz LO for 24 & 47 GHz

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 24  
D-8888 Hölle

**Kurzfassung:** Der im folgenden beschriebene LO liefert 25 mW in einem Frequenzbereich von 11.4 bis 12.1 GHz. Damit kann er sowohl für 24 GHz als auch 47 GHz Stationen verwendet werden.

**Abstract:** The Local Oscillator (LO) produces a power of ca. 25 mW at an output frequency of 11.4 to 12.1 GHz. It can be used for 24 and 47 GHz stations at any common RF/IF combination.

### 1. Allgemeines

Für die Mikrowellenbänder 24 GHz und 47 GHz verwendet man üblicherweise einen 12 GHz Oszillator. Die nachfolgend beschriebene Baugruppe kann im Bereich von 11.4 bis 12.1 GHz abgestimmt werden. Damit werden alle gängigen ZF-Frequenzen ermöglicht. Die Grundfrequenz wird von einem stabilen 125 MHz Quarzoszillator geliefert, der nur in wenigen Details von den üblichen Schaltungen abweicht:

Der Ferritkern ist durch einen Messingkern ersetzt, um die magnetische Beeinflussung möglichst gering zu halten. Die Feinabstimmung erfolgt mit einem 5 pF SKY-Trimmer (Bild 1: Schaltung). Für eine gute Frequenzkonstanz sind die mit 'X' gekennzeichneten Kondensatoren dem TK des Quarzes anzupassen. Die Baugruppe besitzt eine Einkoppelmöglichkeit für einen externen Quarzoszillator, z.B. ein TXCO (Temperatur-Kompensiert) oder einen OXCO (Geheizt), damit höchste Frequenzstabilitäten möglich sind. Das Koppel-C von 2,7 pF ist auszulöten und stattdessen ein 10 pF Koppel-C zur Buchse EXT-OSC zu beschalten.

Die Stufenfolge besteht aus einem Verdreifacher mit einem BFR90, einem Verdoppler mit einem BFG91, dann zwei weiteren Verdopplern mit BFG91 bis auf eine Frequenz von 3 GHz. Von dort wird vervierfacht mit einem MGF1502 und dann in zwei Geradeaus-Stufen mit einem MGF1302 auf 25 mW verstärkt. In den Stufen unter 1 GHz wird mit TOKO-Helix-Filtern selektiert, während auf 1,5 und 3 GHz Stripline Bandpässe für Selektion sorgen. Auf 12 GHz werden kleine Zylinder-Resonatoren eingesetzt. Die damit erreichte ausgezeichnete Nebenwellenarmut zeigt Bild 2. Die notwendigen Quarzfrequenzen für die verschiedenen Ausgangsfrequenz-/ZF-Kombinationen zeigt Tabelle 1.

### 1. General Description

The local oscillator for 24 and 47 GHz usually is on 12 GHz. This LO-module can be tuned from 11.4 to 12.1 GHz. Therefore all common RF/IF-combinations are usable. A 125 MHz crystal oscillator provides the basic frequency. Only in some details it differs from the usual circuits which have been



**Figure 1/Bild 1: Circuit Diagram/Schaltbild**

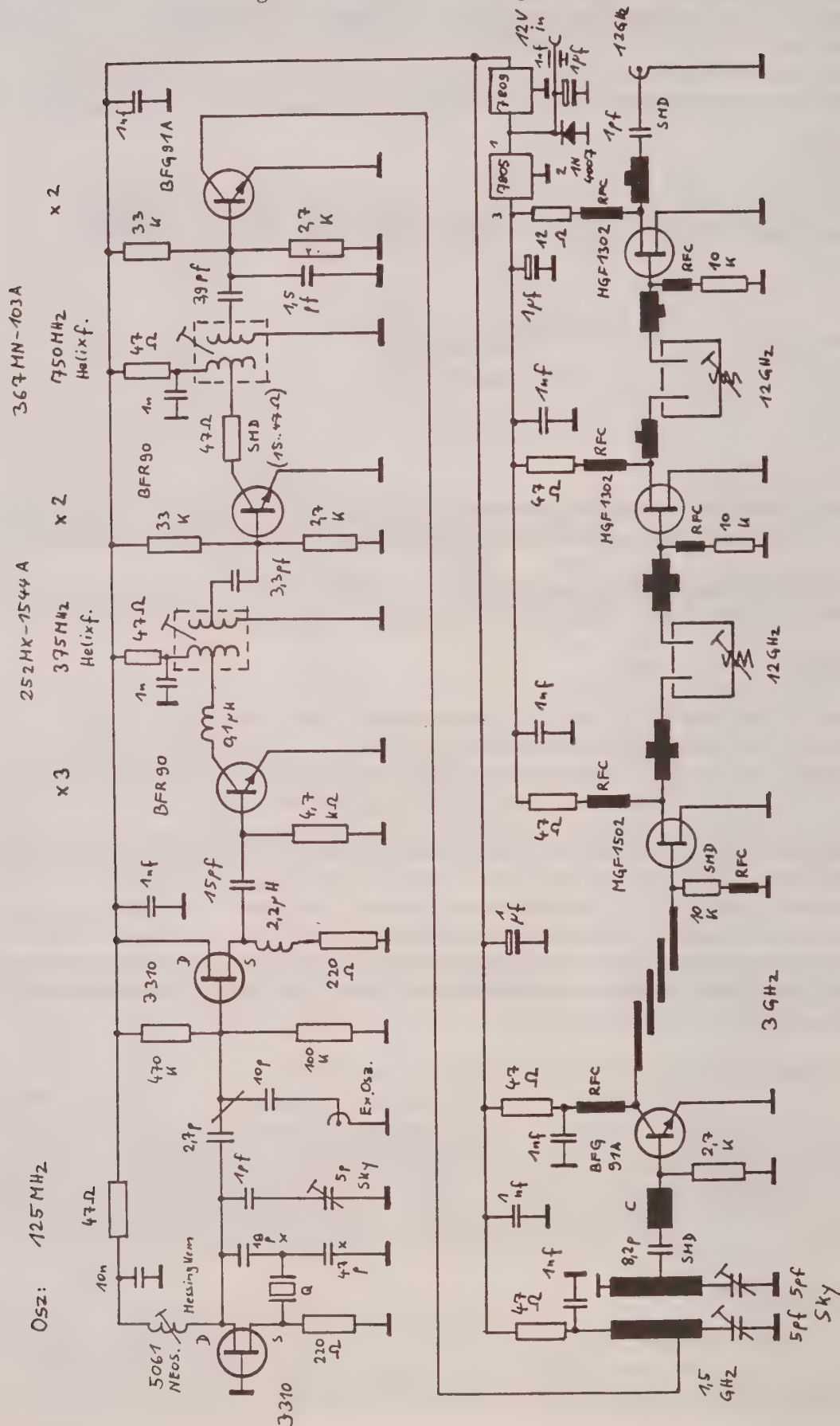
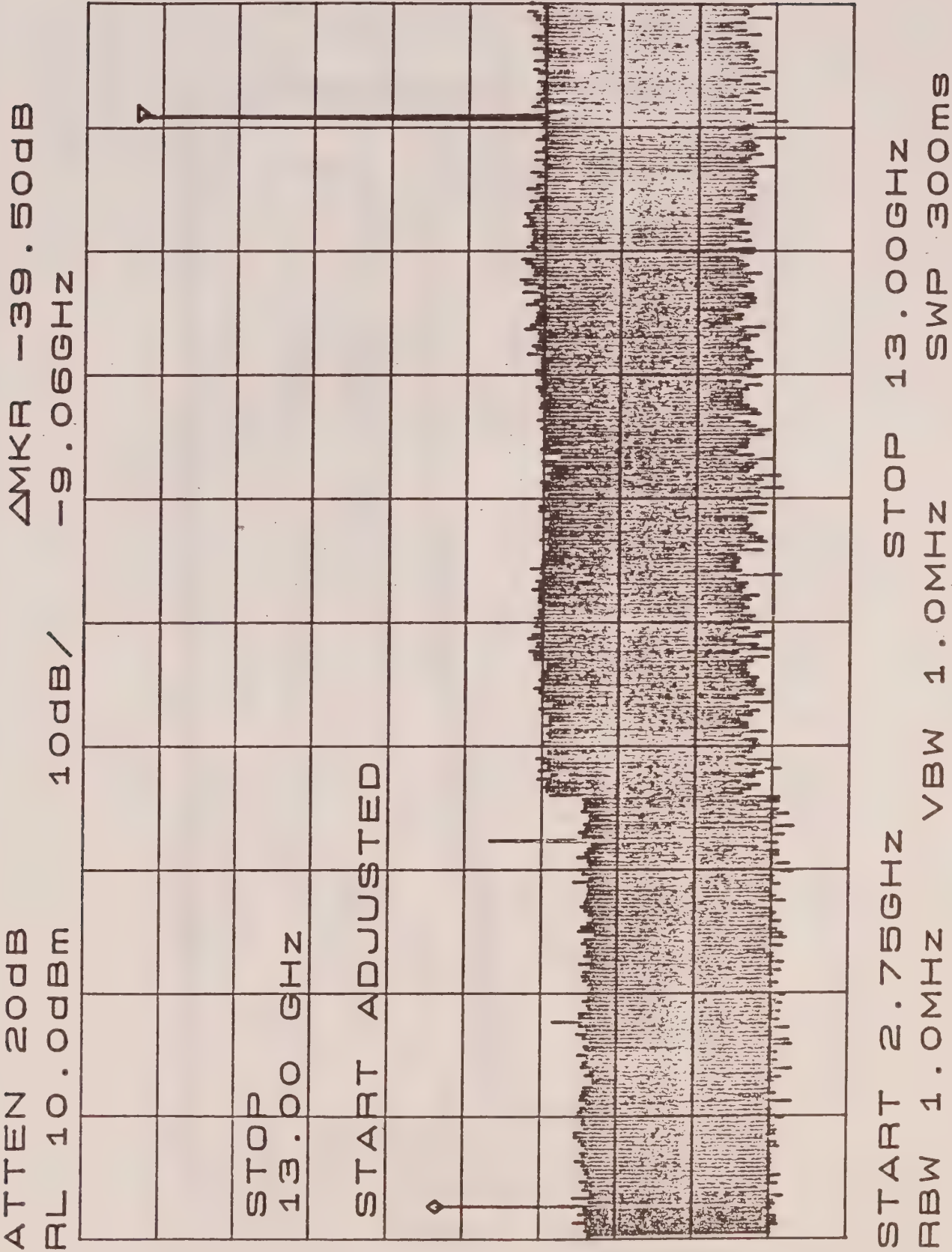


Figure 2/Bild 2: Output Spectrum/Ausgangs-Spektrum



### Figure 3/Bild 3: Parts-Placement/Bestückungsplan

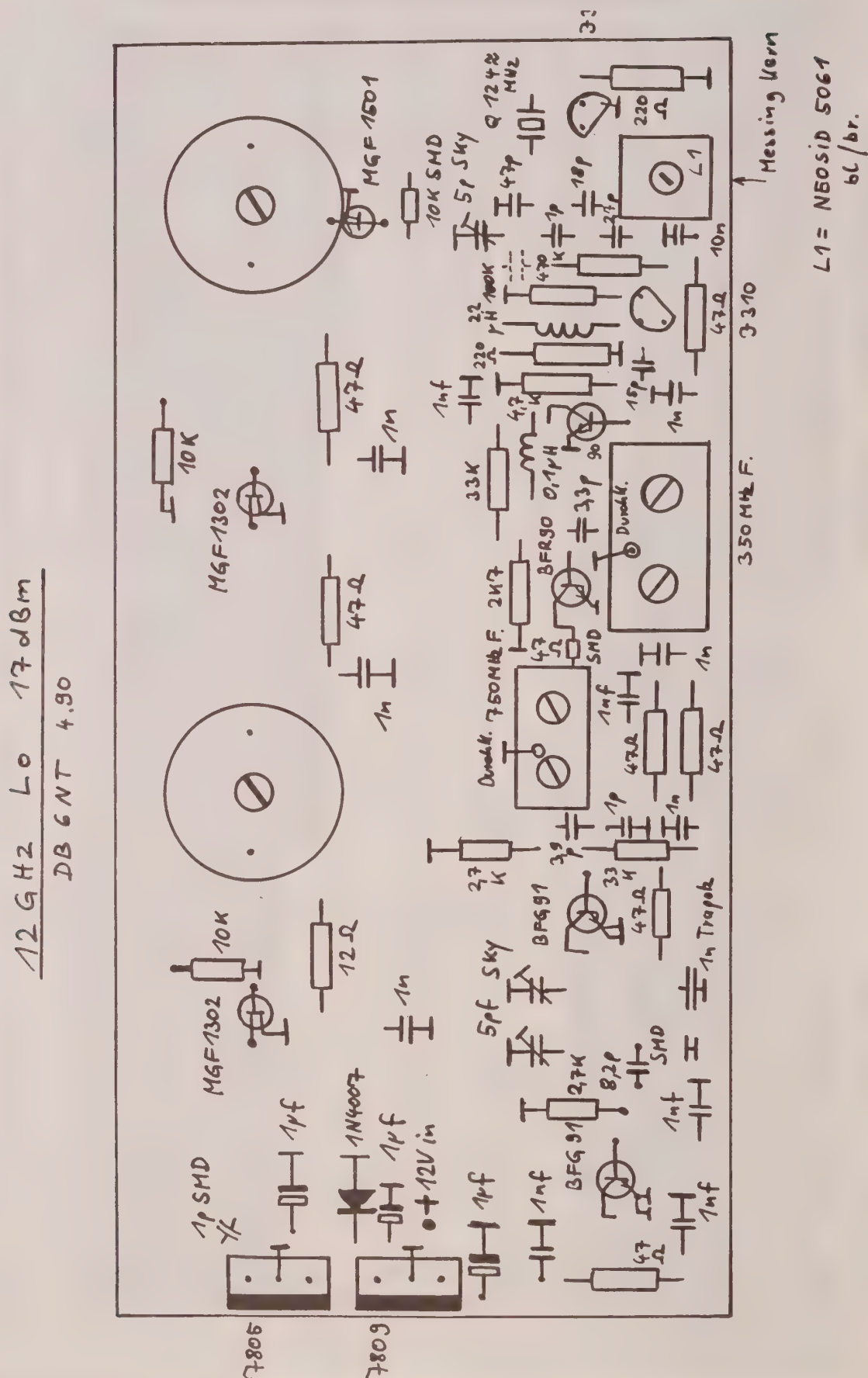




Figure 4/Bild 4: PCB-Etching Pattern/Layout

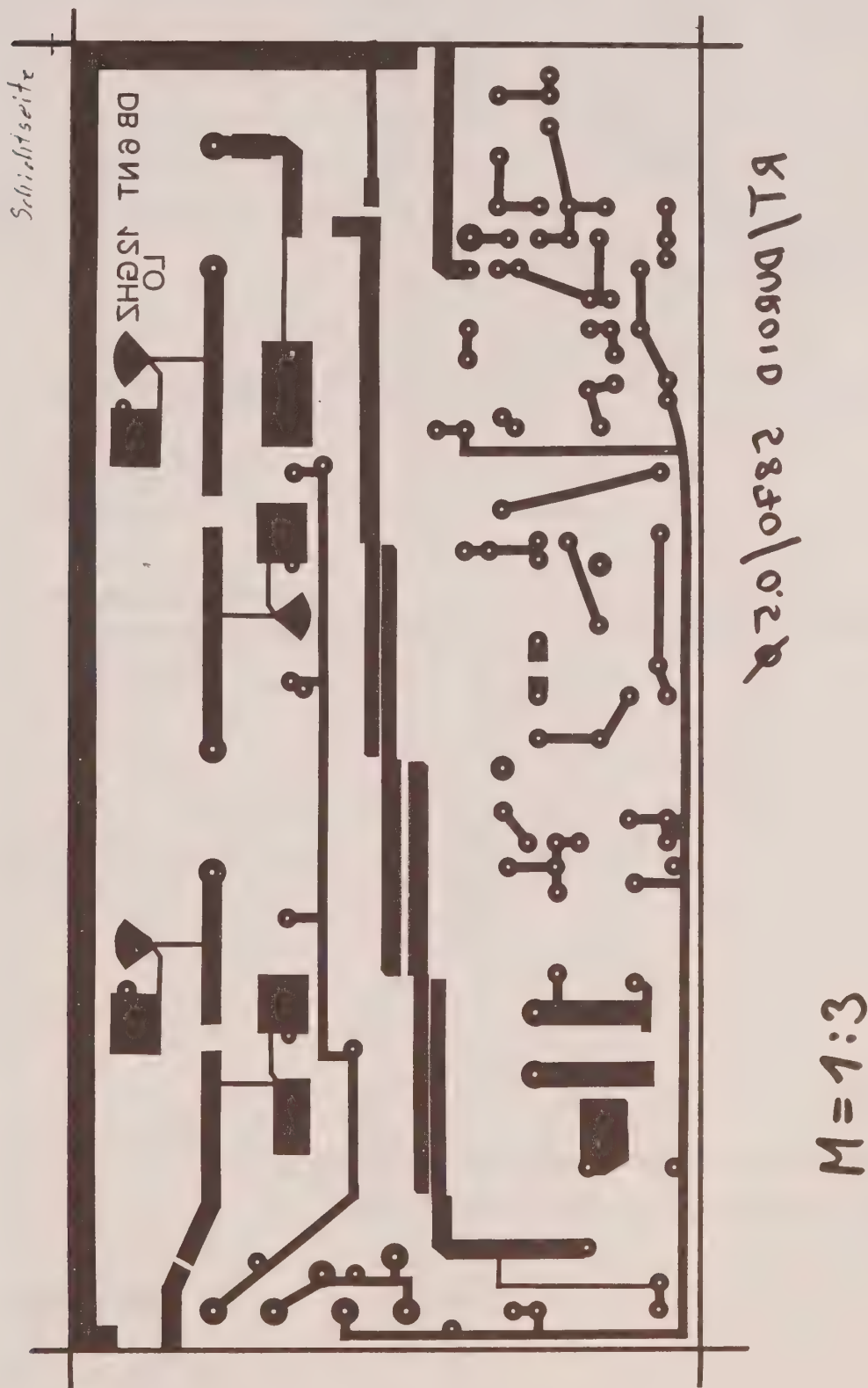
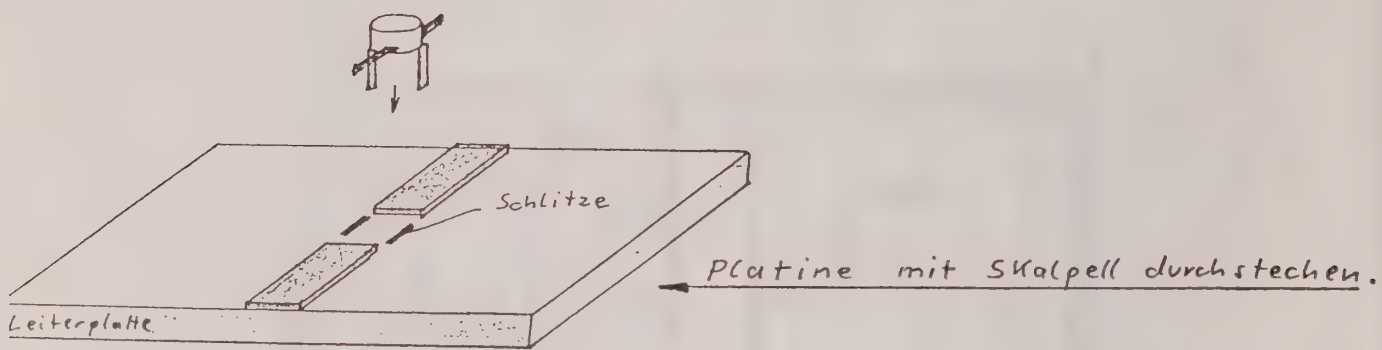
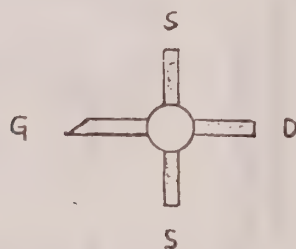
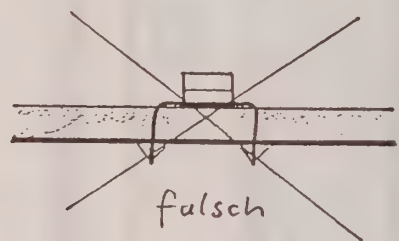
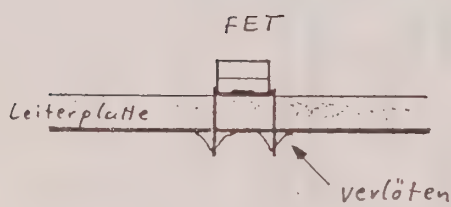


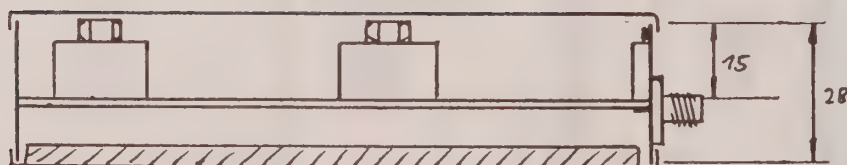
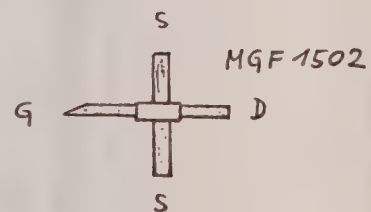
Figure 5/Bild 5: Construction Details/Aufbaudetails



Die „Sourcebeinchen“ müssen so kurz wie möglich an Masse !!



MGF 1302  
MGF 1303



C-MOS Schaumstoff einkleben

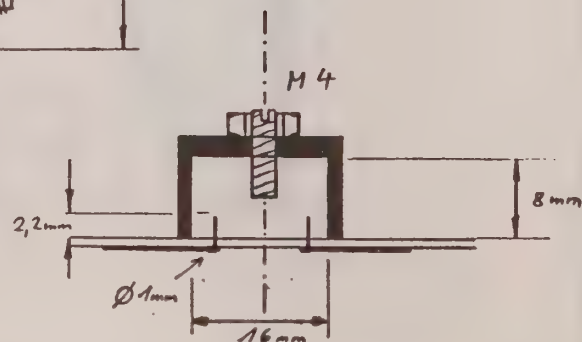


Figure 6/Bild 6: Components-List/Stückliste

|    |                     |                                                            |
|----|---------------------|------------------------------------------------------------|
| 2  | Transistoren        | J 310 - U310                                               |
| 2  | "                   | BFR 90                                                     |
| 2  | "                   | BFG 91 A                                                   |
| 2  | "                   | MGF 1302                                                   |
| 1  | "                   | MGF 1502                                                   |
| 1  | Festspannungsregler | UA 7405                                                    |
| 1  | "                   | UA 7409                                                    |
| 1  | Diode               | 1 N 4007                                                   |
| 1  | Quarz               | 125 MHz Oberton f.siehe Tabelle:                           |
| 1  | Leiterplatte Teflon | RT/DUROID 5870 0.5mmØ Er= 2.35<br>via DG 9 NCL / 092866557 |
| 1  | Helixfilter TOKO    | 252 MX-1544A COMPONEX in Düsseldorf                        |
| 1  | "                   | 367 MN-103 A 0211-626291                                   |
| 1  | NEOSID - Spule      | 5061 mit Messingkern                                       |
| 1  | Drosselspule        | 0.1uH Siemens                                              |
| 1  | "                   | 2.2uH "                                                    |
| 1  | Weißblechgehäuse    | 111 x 55 x 30 mm                                           |
| 3  | Sky Trimmer         | 1-5pF Grün                                                 |
| 1  | Kondensator         | 18pF TK ≈ N750                                             |
| 1  | "                   | 47pF TK ≈ N150                                             |
| 1  | "                   | 1 pF                                                       |
| 1  | SMD "               | 1 pF                                                       |
| 1  | "                   | 1.5 pF                                                     |
| 2  | "                   | 2.7 pF                                                     |
| 1  | "                   | 3.3 pF                                                     |
| 1  | "                   | 3.9 pF                                                     |
| 1  | SMD "               | 8.2 pF                                                     |
| 1  | "                   | 15 pF                                                      |
| 11 | "                   | 1 nF                                                       |
| 1  | "                   | 10 nF                                                      |
| 1  | Trapezkondensator   | 1 nF                                                       |
| 1  | Durchf.             | 1 nF                                                       |
| 3  | Elko                | 1 uF 35 V                                                  |
| 1  | SMA Buchse          |                                                            |
| 1  | Widerstand          | 12 Ω                                                       |
| 7  | "                   | 47 Ω                                                       |
| 1  | SMD "               | 47 Ω                                                       |
| 2  | "                   | 220 Ω                                                      |
| 3  | "                   | 2.7 KΩ                                                     |
| 1  | "                   | 4.7 KΩ                                                     |
| 2  | "                   | 10 KΩ                                                      |
| 1  | SMD "               | 10 KΩ                                                      |
| 2  | "                   | 33 KΩ                                                      |
| 1  | "                   | 100 KΩ                                                     |
| 1  | "                   | 470 KΩ                                                     |



published before. The ferrite core in the oscillator coil has been exchanged to a brass core for better immunity against magnetic fields. Fine tuning is performed by the 5 pF SKY-Trimmer (Figure 1: Circuit Diagram). For better stability all capacitors marked with a 'X' should be chosen for best temperature stability. An external input jack (SMC-Connector) is provided to allow for connecting external precision oscillators like TXCO's and OXCO's for ultimate frequency stability. To activate this input the 2.7 pF Cap has to be desoldered and a 10 pF Cap has to be soldered to the SMC-connector.

The frequency multiplication is done by a first tripler with a BFR90 working into a helical filter on 375 MHz, a doubler to 750 MHz with a BFR90 working into a helical filter, two doubler with BFG91's working into 1.5 and 3 GHz stripline filters, a quadrupler with a MGF1502 working into a 12 GHz cylindric resonator and two amplifiers with MGF1302's providing the final output power of 25 mW (14 dBm). This rather elaborate filtering scheme provides an excellent spectral purity. This can be judged from Figure 2. The various crystal frequencies for the various RF/IF-frequency combinations are shown in Table 1.

### **2. Aufbauhinweise**

Die Massekontaktierung der Helixfilter wird mit Kabelendhülsen ausgeführt, die durch die Platine gesteckt und verlötet werden. Der zweite Kreis des 1,5 GHz Filters wird mit Kupferfolie durchkontaktiert. Die Sourcebeinchen der GaAs-FET's werden durch die Platine gesteckt und verlötet. Bild 5 zeigt die genauen Details. Bild 4 zeigt die Platine und Bild 3 den Bestückungsplan. Bild 6 enthält die Teileliste.

### **2. Construction Procedure**

To contact the ground pins of the helical filters small wire caps have to be put through the PCB and soldered with the ground plane. The second resonator of the 1.5 GHz stripline filter has to be connected to the ground plane with small stripes made from copper foil. Figure 5 displays the details. Figure 4 shows the PCB and Figure 3 the layout of the parts on the PCB. Figure 6 contains the list of parts.

### **3. Abgleichhinweise**

Alle Stufen werden nacheinander mit einem HF-Tastkopf oder besser einem Absorptionsfrequenzmesser abgestimmt. Es existiert jeweils nur eine Resonanzmöglichkeit. Der 22 Ohm SMD Widerstand am Kollektor des zweiten BFR90 kann zur Pegelanpassung zwischen 10 - 47 Ohm variiert werden. Das 3 GHz Stripline-Filter wird mit Kupferfährchen abgestimmt. Am Gate vom MGF1502 muß eine Spannung von ca. -1 bis -1.8 V zu messen sein (Das DC-Voltmeter wird über 1 k zur Entkopplung angeschlossen). Durch Abstimmen der 12 GHz Resonatoren und Optimierung der Streifenleitungen mittels Kupferfolienstreifen kann eine Ausgangsleistung von maximal 30 mW erreicht werden.

### **3. Tuning Procedure**

All stages have to be tuned in low to high frequency sequence. As an indicator tool a RF-probe is sufficient, but an absorption frequency meter is preferred. No multiple resonances exist. To adjust the RF-level the 22 Ohm SMD resistor at the collector of the BFR90-doubler can be varied from 10 to 47 Ohms. Small copper foils serve as tuning means for the 3GHz stripline filter. The output level at this stage can be determined from the gate voltage at the MGF1502, which can be measured with a normal DC-voltmeter via a decoupling resistor of 1 k. Tuning the 12 GHz resonators and optimisation of the striplines by small stripes of copper foil should yield an output power of 30 mW at maximum.

### **Danksagung:**

Für die freundliche Unterstützung bei der Entwicklung bedanke ich mich bei DC8EC, DG9NCL und Y27CN.

**Technical Reports: LO for 24 & 47 GHz by DB6NT**

**Acknowledgements:**

I want to express my thanks to the following people, who have supported this work: DC8EC, DG9NCL and Y27CN.

**Table 1/Tabelle1: Frequency Scheme/Frequenzschema:**

| BAND  | IF   | LO    | :2    | :2   | :2   | :2     | :2     | :2      | :3 = Crystal |
|-------|------|-------|-------|------|------|--------|--------|---------|--------------|
| 24192 | 144  | 24048 | 12024 | 6012 | 3006 | 1503   | 751.5  | 375.75  | 125.25       |
| 24192 | 432  | 23760 | 11880 | 5940 | 2970 | 1485   | 742.5  | 371.25  | 123.75       |
| 24192 | 0    | 24192 | 12096 | 6048 | 3024 | 1512   | 756.0  | 378.00  | 126.00       |
| 47088 | 144  | 23472 | 11736 | 5868 | 2934 | 1467   | 733.5  | 366.75  | 122.25       |
| 47088 | 432  | 23328 | 11664 | 5832 | 2916 | 1458   | 729.0  | 364.5   | 121.5        |
| 47088 | 1296 | 22896 | 11448 | 5724 | 2862 | 1431   | 715.5  | 357.75  | 119.25       |
| 47088 | 0    | 23544 | 11772 | 5886 | 2943 | 1471.5 | 735.75 | 367.875 | 122.625      |

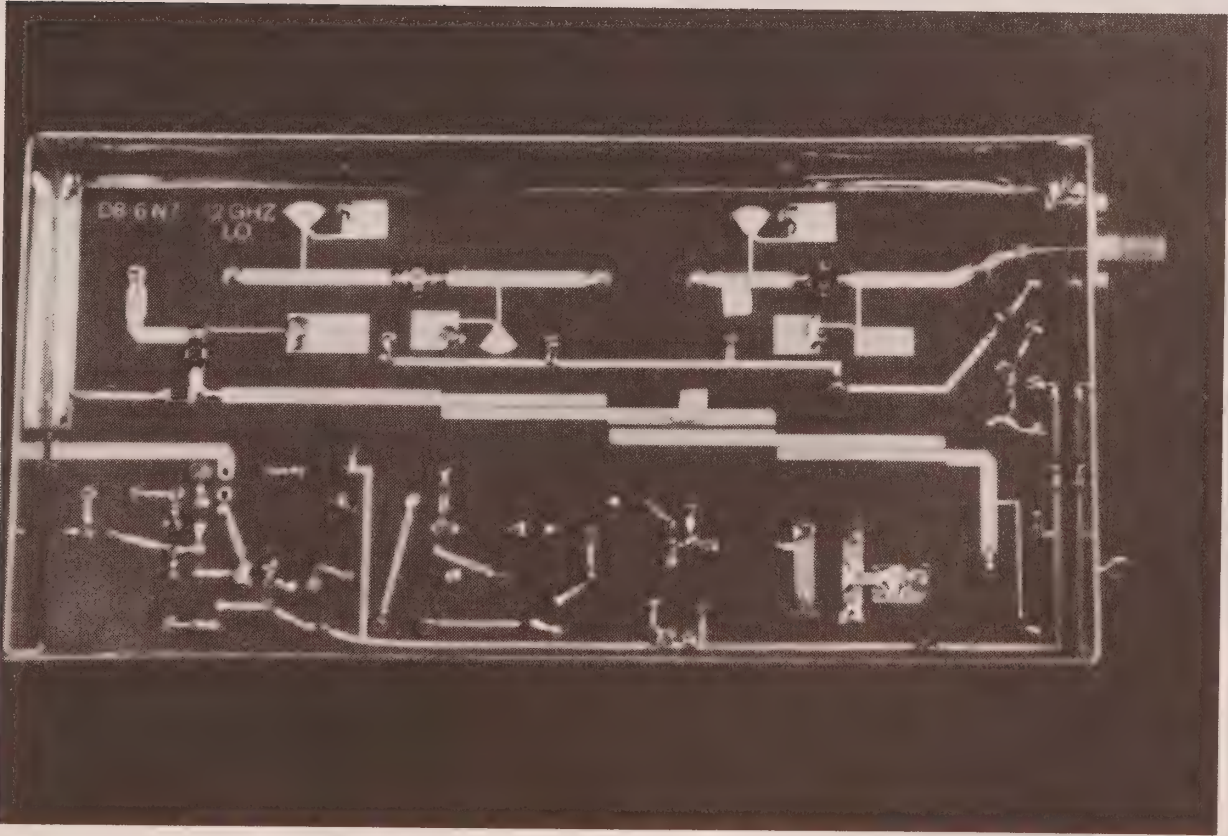


**Figure 7/Bild 7: Completed Module/Fertiger Baustein**



# 5.7 GHz Transverter: LO

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

(Part II)

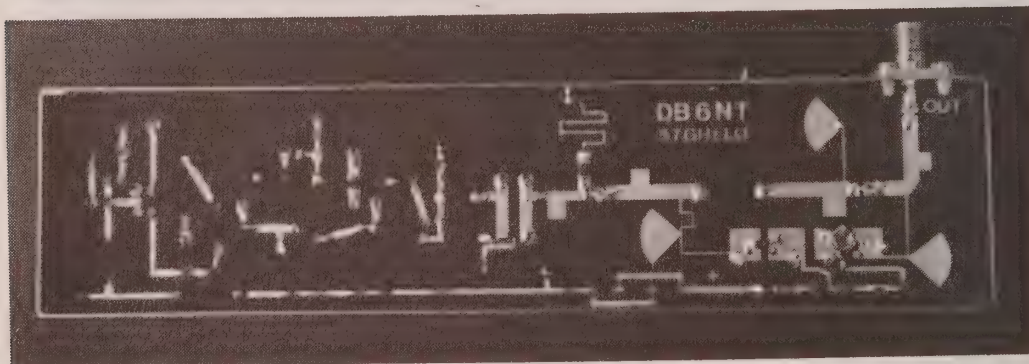
## 1. Design

Nach dem Quarzoszillator mit einem J310 FET in der bewährten Source-Rückkopplung, der auf 117 MHz schwingt, folgen ein Verdreifacher mit dem BFR90, ein Verdoppler mit dem BFR90, ein Verdoppler mit dem BFG91A, ein Vervierfacher mit einem MGF1302 und eine weitere Geradeausstufe mit dem MGF1302. Zur Selektion auf 351 MHz und 702 MHz dienen Fertig-Helical-Bandfilter, auf 1404 MHz ein Stripline-Bandfilter und auf 5616 MHz ein Einzel-Resonator. Zwecks besserer Stabilität ist die

Oszillatorspule mit einem Messingkern ausgerüstet. Zur Feineinstellung dient ein über 1 pF lose gekoppelter SKY-Trimmer.



Bild/Figure 1: 5.7 GHz LO (Top View)



Bild/Figure 2: 5.7 GHz LO (Bottom View)

## 1. Design

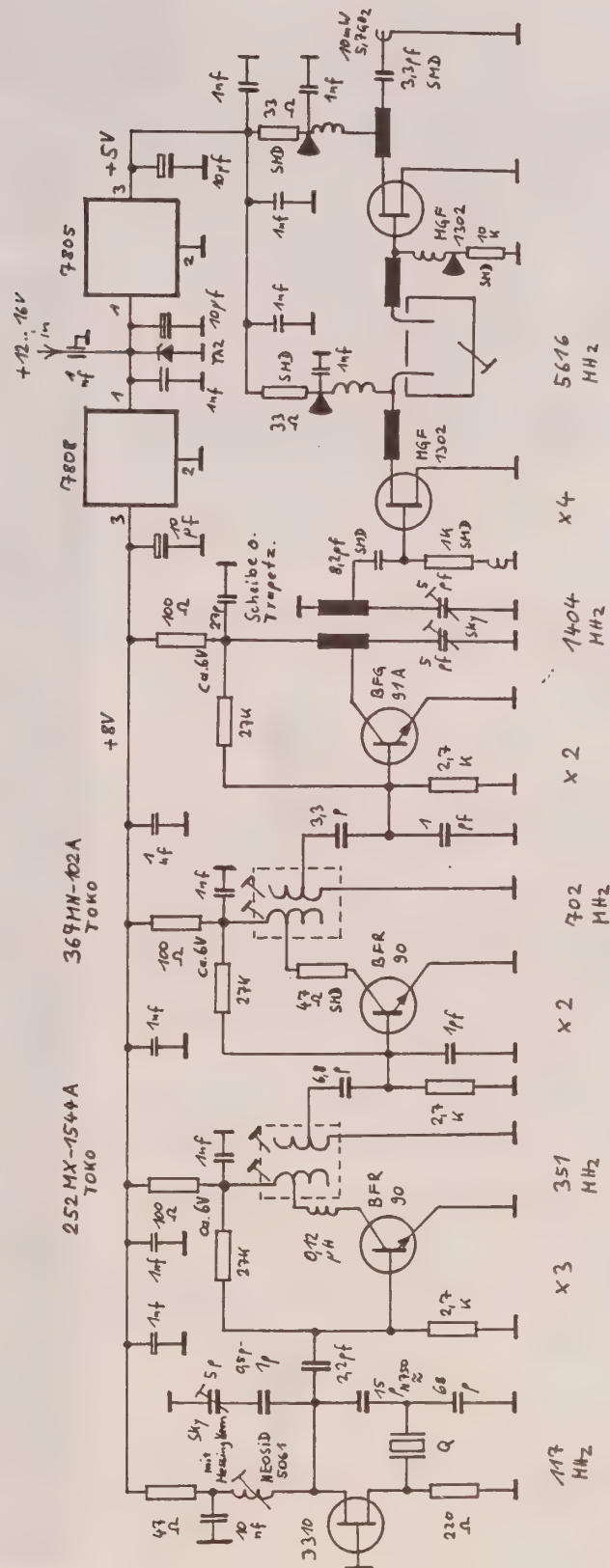
The Crystal-Oscillator on 117 MHz is designed around the J310 FET in the usual source feedback-circuit. The following stages are compromised of a tripler with a BFR90, a doubler with a BFR90, a doubler with a BFG91A, a doub-

ler with a MGF1302 and a final stage with a MGF1302. Ready made Helical-Filters provide the selectivity on 351 and 702 MHz, a tuned stripline-filter serves on 1404 MHz and a single-pole resonator provides the final selection of the 5616 MHz signal. The oscillator coil is modified with a brass core for better stability and a loosely coupled SKY-trimmer provides a fine tuning facility.

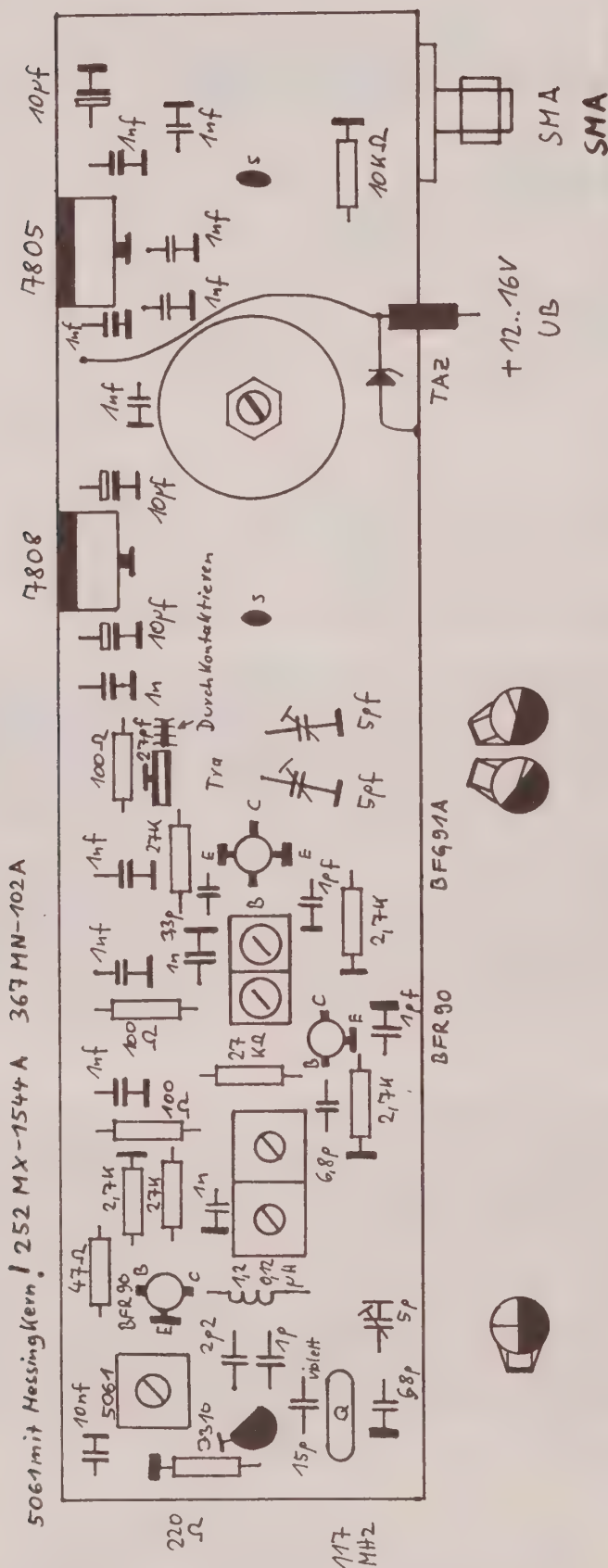


## 57CHZ FREQUENZAUFBEREITUNG DB 6 NT

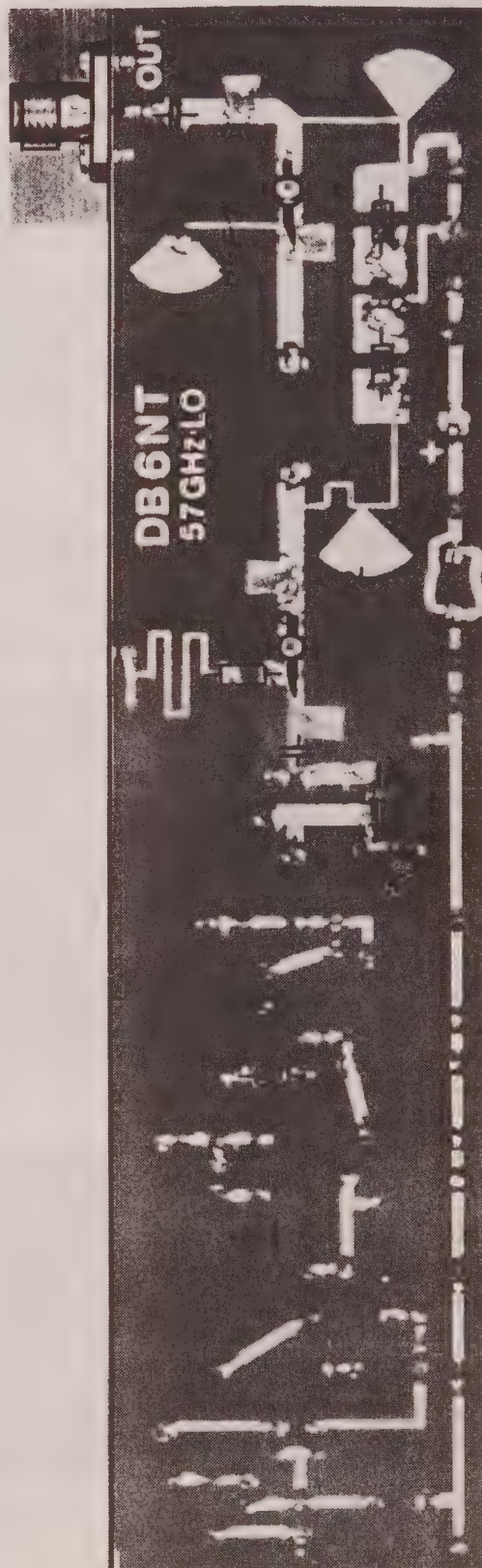
7.91



Bild/Figure 3: Circuit of 5.7GHz LO



### Bild/Figure 4: Parts Layout



Bild/Figure 5: Parts Layout of 5.7GHz LO

HL = Hohlniete zur Durchkontaktierung DK

## 2. Aufbau und Abgleich

Nach dem Anschluß der Betriebsspannung wird die Kollektorspannung des ersten Verdreifachers mit dem BFR90 gemessen. Diese muß nach dem Anschwingen des Oszillators auf ca. 6 V zurückgehen. Dabei ist der SKY-Trimmer in Mittelstellung. (Mit diesem wird später die genaue Frequenz eingestellt). Durch Abgleich des ersten Helixfilters wird die verdreifachte Oszillator-Frequenz ausgesiebt und dem zweiten Verdoppler mit dem BFR90 zugeführt. Ein erfolgreicher Abgleich ist als Stromerhöhung bzw. als Spannungsabfall am Kollektorwiderstand dieses BFR90 meßbar.

Mit der nächsten Verdopplerstufe wird genauso verfahren. Nach Einstellen der SKY-Trimmer auf den Normwert (Siehe Bestückungsplan) geht der Drainstrom des ersten FET zurück. Durch Nachstimmen wird der Drainstrom auf Minimum abgeglichen - das entspricht der maximalen Eingangsleistung am Vervierfacher. Durch Eindrehen der Resonatorschraube am 5,616 GHz Resonator wird der Strom im letzten MGF1302 minimiert (maximale DC-Drainspannung!).

Die Soll-Ausgangsleistung beträgt 10 mW. Ist sie mehr als 15 mW müssen die Drainwiderstände vergrößert werden.

Will man für Bakenzwecke o.ä. mehr Ausgangsleistung erreichen, kann man am Vervierfacher den Gatewiderstand auf 4.7k vergrößern und die Drainwiderstände auf 15 Ohm verringern.

## 2. Construction and Tuning

After connection of the supply-voltage first the xtal-oscillator has to be initialized. Indication for its oscillation is a rise in collector current of first tripler (BFR90), which is equivalent to a decrease of its collector voltage. After turnon of the oscillator this voltage should be around 6 V. The fine tuning control (SKY-Trimmer) is in its mid position. Tuning of the first helical-filter leads to an increase in collector current of the doubler stage. The same procedure holds for the second doubler and helical filter. Adjusting the SKY-trimmers of the 1404 stripline filter to its normal position (see parts layout in figure 6) should follow in a current decrease in the FET-quadrupler, which turns out as a voltage increase in the drain circuit.

Now all preceding filters are tuned for minimum current in the quadrupler FET. After that the resonator tuning screw can be adjusted for maximum output on 5616 or to minimum current in the last FET-stage.

The target value for output power is 10 mW. If its more than 15 mW the power can be decreased by increasing the resistors in the drain-circuits.

On the other hand power can be increased to 50 mW by increasing the gate resistor of the quadrupler to 4.7k and decreasing the drain resistors to 15 Ohms.

## 3. Meßergebnisse

Bild 6 zeigt ein sauberes LO-Signal mit nur 2 Nebenwellen +- 704 MHz, die aber 55 dB unterdrückt sind.

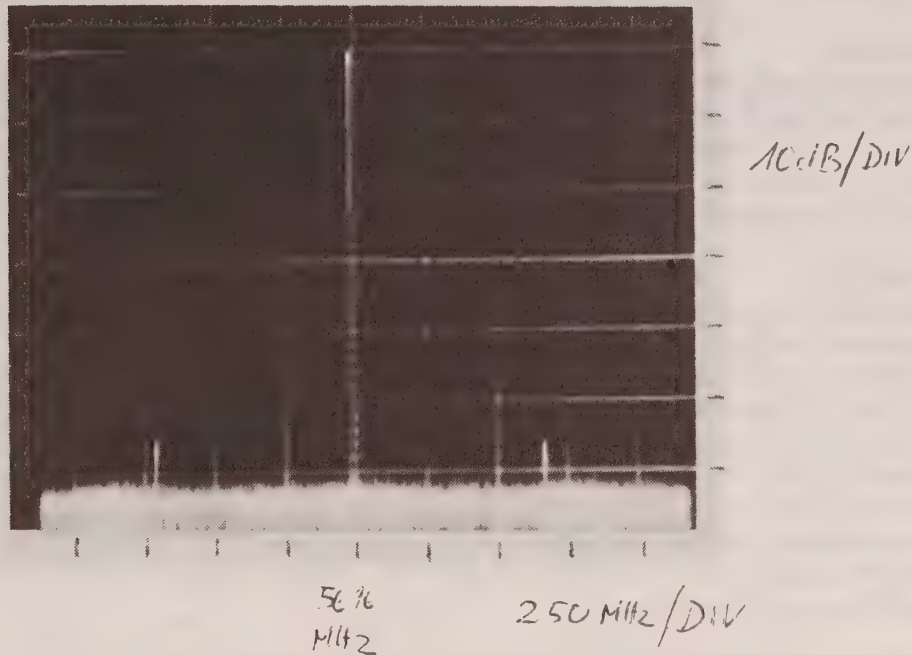
## 3. Results

Figure 6 shows the output spectrum of LO with two spurious signals +- 704 MHz which have a level of -55 dBc.



4. Teileliste/Parts List

| Anzahl | Bezeichnung                    | Bauform                          | Bezugsquelle                                                             |
|--------|--------------------------------|----------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| 12     | Widerst. 0.25 W                | 0207                             | Diverse                                                                  |
| 4      | Widerst. SMD                   | 1206                             | Diverse                                                                  |
| 13     | Keramik-C 1nF                  | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 10 nF                | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 3      | Keramik-C 1 pF NP0             | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 2.2 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 3.3 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 6,8 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 15 pF N750           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 68 pF N750           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | SMD-C 3.3 pF                   | 0805                             | Diverse                                                                  |
| 1      | SMD-C 8.2 pF                   | 0805                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Trapez-C 27 pF                 |                                  | Diverse                                                                  |
| 3      | Trimmer SKY 5 pF               | Grün                             | Diverse                                                                  |
| 3      | Elkos 10 uF/16 V               | 4.5 x 8 mm                       | Diverse                                                                  |
| 1      | Duko 1 nF                      | Lötbar                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Drossel 0,12 uH                | 0207                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Spule 115 nH NEOSID            | 5061                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Helixfilter 367MN-102A         | TOKO                             | Componex/Düsseldorf                                                      |
| 1      | Helixfilter 252MX-1544A        | TOKO                             | Componex/Düsseldorf                                                      |
| 1      | TAZ Diode                      | 1N6276                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Quarz 117 MHz                  | HC18U                            | Diverse                                                                  |
| 1      | Regler 8 V                     | MC7808                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Regler 5 V                     | MC7805                           | Diverse                                                                  |
| 1      | FET                            | J310                             | Diverse                                                                  |
| 2      | Transistor                     | BFR90                            | Diverse                                                                  |
| 1      | Transistor                     | BFG91A                           | Diverse                                                                  |
| 2      | GaAs-FET                       | MGF1302                          | Mitsubishi                                                               |
| 1      | Koaxbuchse (Stecker)           | SMA                              |                                                                          |
| 1      | Resonator                      |                                  | Eigenbau                                                                 |
| 1      | Weißblechgehäuse 35 x 148 x 30 |                                  |                                                                          |
| 1      | Teflon PCB ULTRALAM2000        | Er=2.5, 2 x 0,035 mm Cu, 0,78 mm | Dirk Fischer, Neuer Graben 83, 4600 Dortmund 1, Tel.:(++49)(0)231-105752 |



Bild/Figure 6: Measurement Results for Output Spectrum

## Transverter for 3.4 GHz

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

**Kurzfassung:** Dieser Transverter von 3.4 GHz auf 144 MHz ist auf einer Platine untergebracht mit Ausnahme eines externen LO's, der eine Leistung von 10 mW auf 3,312 GHz liefert. Das Ausgangsspektrum ist sauber (Nebenwellen < -50 dB) bei einer Ausgangsleistung von 200 mW. Die Eingangsleistung auf 144 MHz kann 0,5 - 3 W betragen. Der Empfänger hat eine Rauschzahl von weniger als 1,5 dB. Die Verstärkung ist typisch 25 dB. Der Transverter folgt im Design dem vorher beschriebenen 5,7 GHz Transverter.

**Abstract:** This transverter 3.4GHz/0.144GHz is made on one single board with exception of the LO. The LO produces 10 mW on 3.256 GHz and will be described in Part II. The transverter has a very clean 200 mW output. The input power on 144 MHz should be 0.5 - 3 W. The noise figure of the RX is less than 1.5 dB and it has typically 25 dB gain. The transverter has been developed very closely according to the design of the 5.7 GHz transverter described before.

# 2304 MHz Power Amplifier

by VE4MA, B. Malowanchuk, 65 Mellowmead Cove, Winnipeg, Manitoba, Canada R2G 2L9.

## INTRODUCTION:

This amplifier was created to fill an existing void in power amplifier designs available for 2304 MHz. Previous designs by WA9HUV, OE9PMJ and OZ9OR have required extensive machine work or used exotic tubes. This design uses readily available materials in critical areas and can be built with simple tools. The design was developed using the principles presented by Buzz Miklos, WA4GPM in his paper *Coaxial Cavity Amplifiers* at the 1985 Central States VHF Conference.

## OUTPUT CIRCUIT:

The amplifier will operate using any of the 2C39 or 7289 like tubes. The input and output circuits will accommodate the range of internal capacitances. The output circuit is a loaded  $3/4$  wavelength resonator while the input coaxial line is a  $5/4$  wavelength resonator. The input and output cavities use modified UG58A/U chassis mount "N" connectors as a capacitive coupling probe. The plate tuning capacitor is a large diameter  $5/16$ " brass "toilet flange" bolt with approximately 18 threads per inch. The plate tuning will be very sharp and a bolt with finer threads is recommended. I have used a  $3/8$ " - 24 T.P.I. unit and found it very satisfactory. An option would be to make the anode cavity approximately  $3/16$ " longer (overall cathode line length is unchanged but more of it will have to be inside the anode cavity) which will require less tuning capacitance. The change in capacitance for a change in length will be smaller nearer the outside wall.

## INPUT CIRCUIT:

The cathode cavity is tuned with a sliding RF short. This short uses conventional finger stock in contact with the inside of the  $3/4$  inch copper water pipe as the sliding coaxial quarterwave stub moves along the  $7/16$ " OD cathode line. The bottom 2 inches of the cathode line is covered with a thin plastic sheet material. I used teflon by mylar tape (transparent "Magic" tape or the brown packing tape) should work well. The  $3/4$  inch long piece of  $1/2$ " OD hobby brass tubing in the RF short slides along on the tape. It should be smooth inside to prevent damage to the tape. Two short  $1/16$ " brass rods extend out the bottom of the cavity to allow adjustment.

The input coupling probe, like the output probe, is a UG58A/U "N" type coaxial connector with the mounting flange removed. A #8-32 brass nut is soldered to the end of the center conductor and for the input probe, only a thin piece of teflon or mylar tape covers the end of the probe to prevent shorting out the input, when pushed all the way in. The probe will optimize within  $1/16$ " of the center conductor. The copper input and output mounting sleeves were cut from a straight splice fitting for  $1/2$ " copper water pipe. These were slotted and accept a small hose clamp to secure the coupling probes.

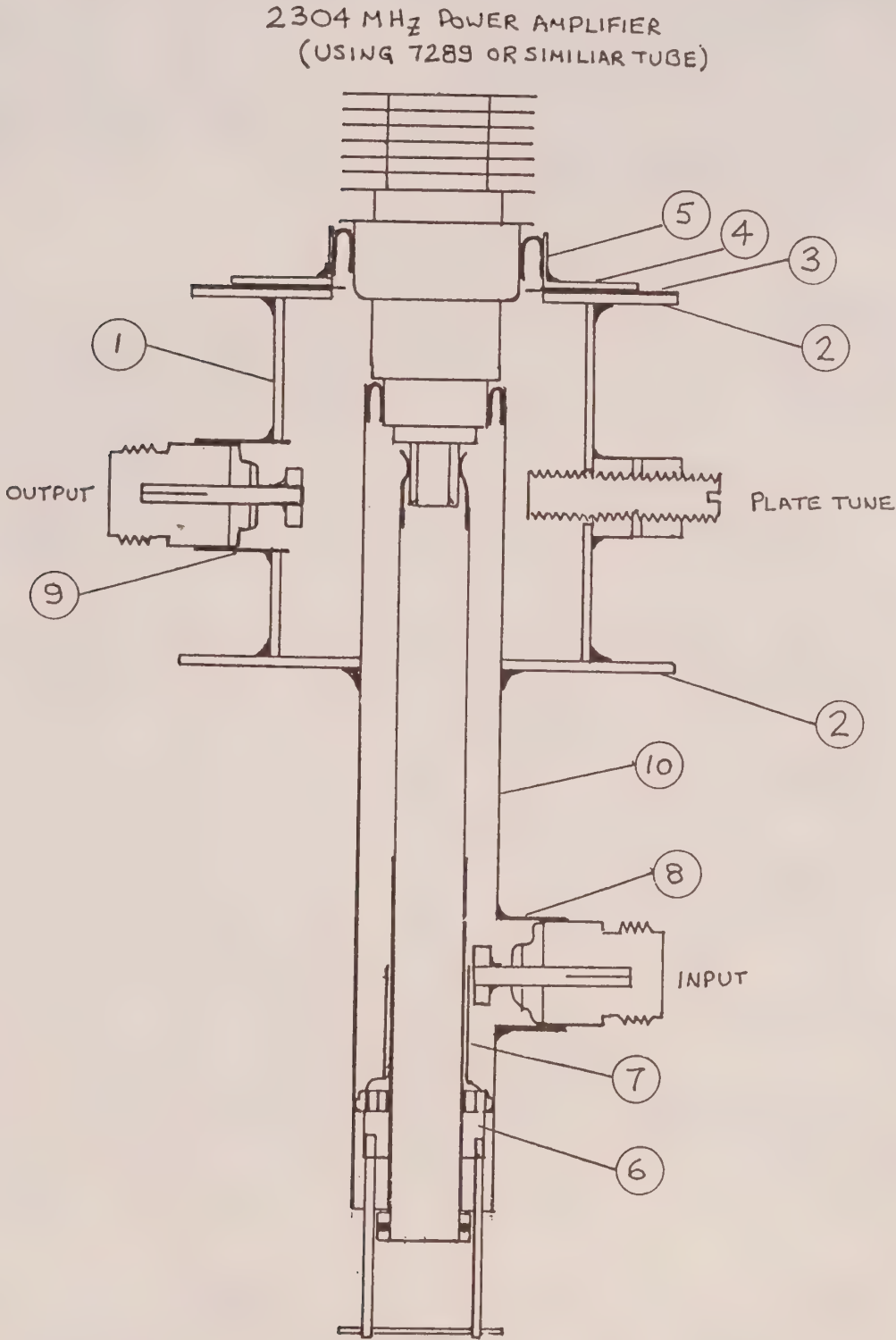
The cathode line assembly in my case was a surplus unit. The  $7/16$ " outside dimension is important and should be adhered to, although  $\pm 1/16$ " may work out alright if you adjust the dimensions of the  $3/4$ " long piece in the RF short accordingly. The cathode line must be mechanically secured at the bottom without shorting out the cathode or filament voltage. This was achieved by securing the bottom of the cathode line to a  $11/16$ " wide piece of epoxy board (no copper). A  $7/16$ " hole was drilled in the center of the 2" long board to let the cathode line pass through. The short pieces of approximately  $7/16$ " ID tubing or 2 flat washers are soldered to the cathode line on opposite sides of the board to hold it in place. The epoxy board is secured to the outside of the  $3/4$ " cathode line with 2 right angle brackets and a hose clamp. The push rods attached to the cathode tunable short, straddle the epoxy board as they emerge.

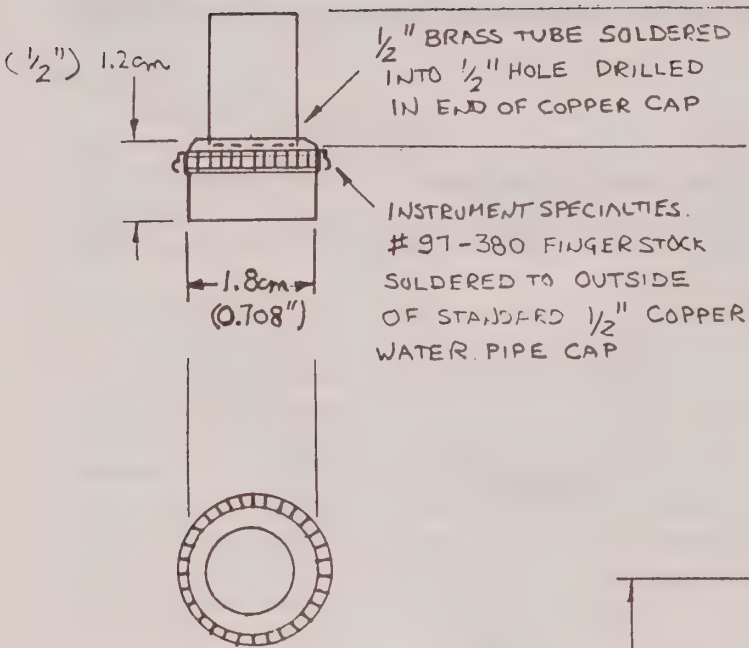
## TUNEUP AND RESULTS:

The amplifier tunes very easily and smoothly. The amplifier should tune with the probes, etc. in the positions shown in Figure 1. Adjust the idling current for 50 mA and apply a few watts of cathode drive. Adjust the cathode short and the input probe for maximum plate current. With a suitable RF indicator, adjust the plate tuning for maximum output. It will be a very sharp peak. Then alternately adjust the output probe and tuning for maximum power. With good tubes, I have seen greater than 60 W output at efficiencies near 25% and gain of 10-13 dB.

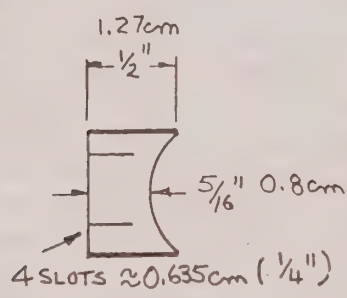


One final comment is required concerning cooling. No attempt has been made to use air cooling. My experiences on 23cm with these types of tubes is that water cooling is the only way to eliminate thermal drift of the output power. The 2 versions of this amplifier I have built, have no significant drift with the 7289 type tubes. A slight amount appeared with 7211 tube but this was not enough to be concern.

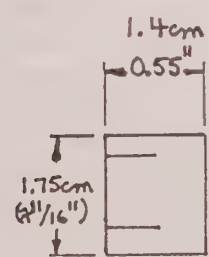




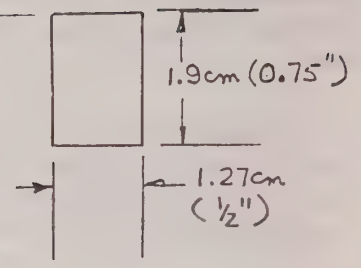
⑥ TUNABLE CATHODE SHORT



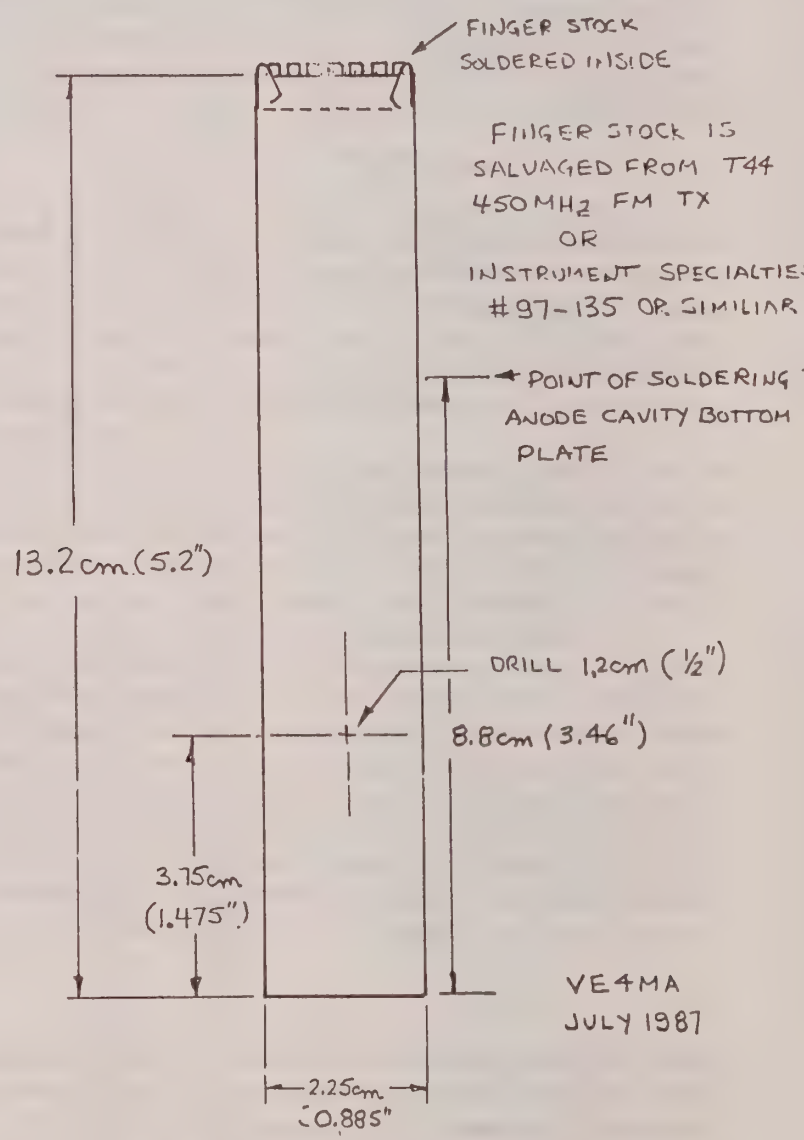
⑧ INPUT PROBE MOUNTING SLEEVE



⑨ OUTPUT PROBE MOUNTING SLEEVE

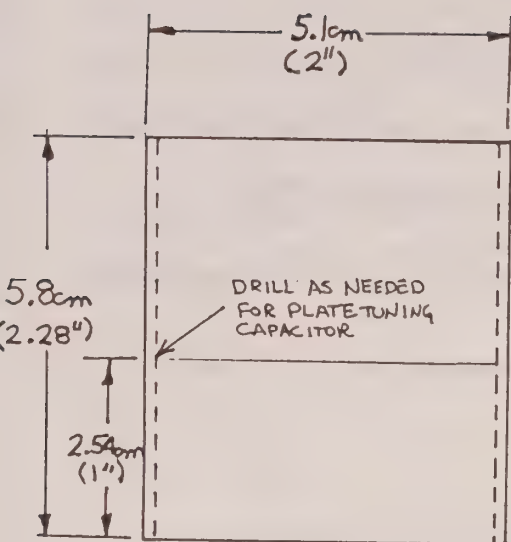


⑦ SLIDING QUARTERWAVE STUB



⑩ CATHODE CAVITY OUTER CONDUCTOR

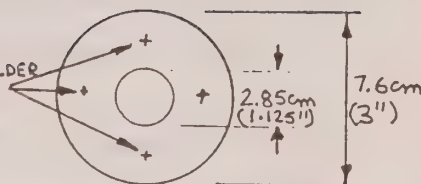
VE4MA  
JULY 1987



① ANODE CAVITY OUTER CONDUCTOR

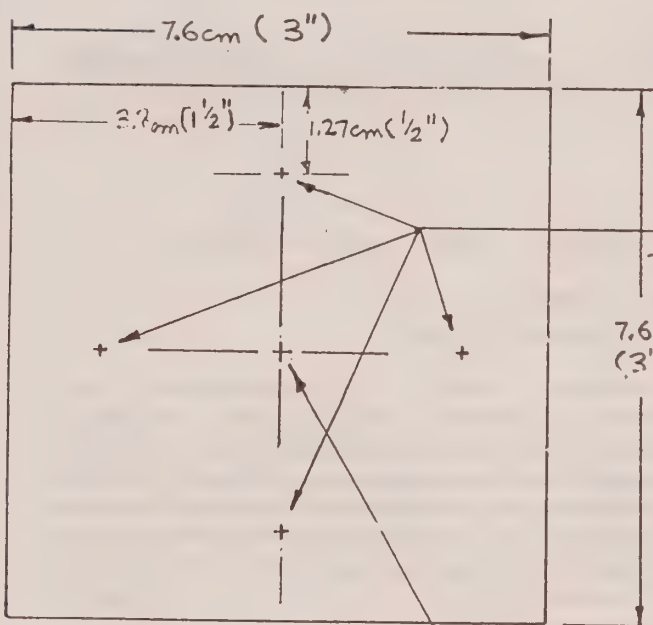
2" BRASS PIPE  
WITH 1/16" WALLS

HOLES FOR SHOULDER  
WASHERS



③ .015" TEFLON  
PLATE BYPASS INSULATOR  
(NOT TO SCALE)

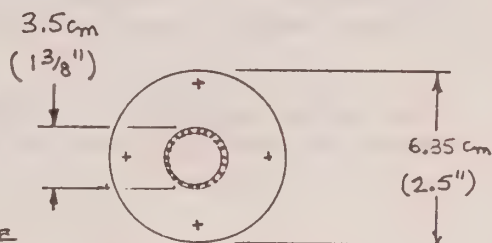
DRILL 1.75cm (3/16")  
TO ACCEPT OUTPUT  
COUPLING SLEEVE



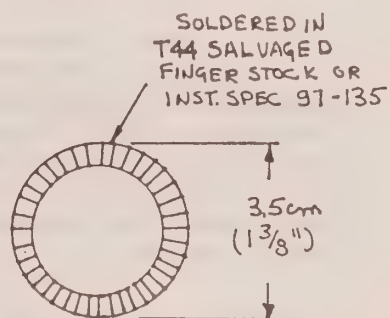
② ANODE CAVITY TOP AND BOTTOM PLATES

1/16" THICK BRASS PLATE  
(FOR TOP PLATE PUNCH 1 3/8"  
FOR BOTTOM PLATE PUNCH 7/8")

ON TOP PLATE  
DRILL AND TAP  
TO #4-40 T.O.  
HOLD PLATE  
BYPASS



④ ANODE BYPASS PLATE  
1/16" THICK BRASS  
(NOT TO SCALE)



⑤ ANODE FINGERSTOCK  
SUPPORT RING

APPROX 1cm HIGH  
(NOT TO SCALE) (5/16")

VE4MA  
JULY 1987



# Technical Reports

by DJ9BV

## Program of Technical Reports

In the next future the following technical features and reports will be published:

- 13 cm Yagi Antenna
- 70 cm Linear-PA with 28 V Push-Pull ATV-Transistor and 100 W Out
- 3 cm Linear Pa with 0.5 W Out
- 6 cm Low Noise Amp (2 Stage)
- 6 cm UP-Converter
- 6 cm Power Amp (2 Stage)
- PLL-Stabilized XTAL-LO for Microwave
- Precision Automatic Noise Figure Analyzer
- Broadband Noise Source with low mismatch error

If you have any interesting article or report please send it to DUBUS, Technical Editor, DJ9BV. Thanks in advance!

Die obigen technischen Artikel sind bereits für die nächste Zukunft geplant. Wenn Sie etwas Interessantes haben, senden Sie es bitte an DJ9BV, DUBUS.

## 70 cm EME-PA with 1k+ Output

Steen Gruby, OZ9ZI  
Hogevej 1, DK-3660 Stenlose, Denmark

**Abstract:** A highly linear and high power PA can be constructed with the Siemens YL-1050 TV-Tube. The design evolved from previous work done by K2RIW with his Stripline-PA with 2x 4CX250 and a similar construction by DB6NT with a single RS1064 tube. The YL-1050 has plenty of plate dissipation (1.6kW) and loafs along with low temperature even with 1k+ outputs. Gain with this power level is 16 dB.

**Kurzfassung:** Eine sehr lineare Hochleistungs-Endstufe kann mit der Siemens Röhre YL-1050 gebaut werden, die in TV-Umsetzern eingesetzt wird. Die Konstruktion ist ähnlich der bekannten K2RIW Stripline-PA mit 2x 4CX250 und einer ähnlichen Konstruktion von DB6NT mit einer RS1064. Die mit 4CX250 oder RS1064 bestückten PA's haben wegen des hohen Druckabfalls starke, schnelllaufende Lüfter nötig, während die YL-1050 mit ihrer Verlustleistung von 1.6 kW und dem großen Anodenradiator selbst bei 1k+ Output sehr 'kühl' bleibt.

### 1. Design Approach

For trouble-free and cool operation for high duty application on 70 cm, i.e. moonbounce or MS-operation, this amplifier uses a YL-1050 tetrode in a cathode driven circuit. Grid 1 and screen grid are on RF-Ground. To simplify construction and reduce feedback the screen grid is on DC-ground also. Cathode and anode circuit are made from half wavelength striplines for easy tuning and loading. The YL-1050 tube (Figure 1) has 1.6 kW plate dissipation and full

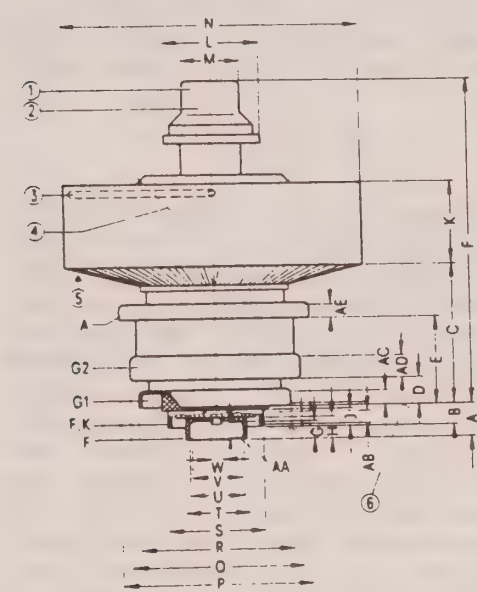
ratings up to 790 MHz. Because of the large anode radiator cooling requirements are 1.2 mBar pressure with 1.5 m3 per minute.

Figure 1 (YL-1050):

für Frequenzen bis 960 MHz

Die YL1050 ist eine forciert luftgekühlte Tetrode in Metall-Keramik-Technik mit konzentrisch ausgebildeten Elektrodenanschlüssen.

Die Röhre ist besonders für Endstufen von Fernseh-Bildsendern und Tonsendern sowie für Fernseh-Umsetzer mit gemeinsamer Bild- und Tonübertragung geeignet.



Maßtabelle

|    | min    | max    |
|----|--------|--------|
| A  | 10,3   | 12,1   |
| B  | 6,4    | 7,8    |
| C  | 44,0   | 45,4   |
| D  | 8,1    | 9,7    |
| E  | 27,9   | 29,5   |
| F  | 99,8   | 103,0  |
| G  | 6,2    |        |
| H  | 6,8    |        |
| J  | 6,8    |        |
| K  | 30,8   | 33,2   |
| L  |        | ø 27,0 |
| M  |        | ø 22,0 |
| N  | ø 94,7 | ø 95,3 |
| P  | ø 59,8 | ø 60,2 |
| Q  | ø 53,6 | ø 54,0 |
| R  | ø 45,6 | ø 46,2 |
| S  | ø 29,9 | ø 30,1 |
| T  | ø 17,9 | ø 18,1 |
| U  | ø 16,5 | ø 16,9 |
| V  | ø 15,5 |        |
| W  |        | ø 5,0  |
| AA | 5,2    |        |
| AB | 4,7    |        |
| AC | 2,7    |        |
| AD | 5,6    |        |
| AE | 3,7    |        |

DATA

U(Heater)=3.8V  
I(Heater)=20.5A  
T(Heater)=3Min

U(Anode) < 3.3kV  
I(Anode) < 1.3A  
P(Anode) < 1.6kW  
F < 790MHz

U(G2) < 650V  
P(G2) < 30W

U(G1) > -100V  
P(G1) < 10W

Air Flow > 1.5 m3  
Pressure: 1.2mBar

Ckg1 = 36 pF  
Ckg2 = 1.9 pF  
Cka = 0.015 pF  
Cg1g2= 52 pF  
Cg1a = 0.09 pF  
Cg2a = 10 pF

Für problemloses und kühles Arbeiten unter Dauerbelastung benutzt dieser Verstärker eine YL-1050 Tetrode in Steuergitter-Schirmgitter Basisschaltung. Für eine einfache Konstruktion und weniger Rückwirkungen sind das Schirmgitter auf Chassis-Potential und die Kathode hochgelegt. Kathodenkreis und Anodenkreis sind in Stripline-Technik ausgeführt. Die verwendete Tetrode hat eine Anodenverlustleistung von 1,6 kW und kann mit vollen Daten bis 790 MHz benutzt werden. Der Kühlluft-Bedarf ist wegen des großen Anodenradiators moderat mit 1,2 mBar Druck und 1,5 m3 pro Minute.

2. Construction

Figure 2 shows the electrical circuit of the RF-Unit. Half-Wavelength lines together with flapper type capacitors compromise the tuned input and output. Screen grid is on DC-Ground. Grid 1 is on RF-Ground via Cg1 in the home made socket.

Two boxes made from 2 mm alumina compromise the plate circuit and the cathode circuit. The Anode circuit Box is shown in Figure 3.

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung der HF-Einheit. Der Eingangskreis und Ausgangskreis bestehen aus lambda/2 Striplines, die über "Flapper"-Kondensatoren abgestimmt werden. Das Schirmgitter liegt auf Chassis-Potential, so daß kein Gitter2-C benötigt wird. Gitter1 wird im selbstgebauten Sockel über CG1 "abgeklatscht". Zwei Kästen aus 2 mm Aluminium bilden den Anoden und den Kathodenkreis. Der Aufbau des Anodenkastens geht aus Bild 3 hervor.

## 2.1 Plate circuit

The plate circuit is a half-wavelength stripline made from a 120x227.5 mm glass-epoxy PCB-Material, which 2 mm thick. The corners are rounded to minimize electrical field strength. The stripline is located on 42 mm long PTFE-Standoffs (Don't use ceramic standoffs, unless you are sure about their dielectric losses. Otherwise they will just explode with some 40 kW of RF-Power circulating in the anode box with a loaded Q of 40! The best test instrument for this purpose is a microwave oven for kitchens.). Tuning is done with flapper condensator C1, which dimensions are 85x55 mm and is made from beryllium copper. Capacitor C2 is for loading and made from the same material. It's dimensions you can see from Figure 4. A ceramic standoff prevents rotation. The load flapper is soldered to the 7/16 Spinner output connector. N-Connector is not recommended for this, because the PA can easily melt the small pin of a N-Connector with full 'juice'. Both C1 and C2 are positioned by 6 mm PTFE-rods and excentric parts, which move these rods (Figure 4). That's much more stable than the fishing lines used in other PA's.

## 2.1 Aufbau des Anodenkreises

Der Anodenkreis besteht aus einer  $\lambda/2$  Stripline mit den Maßen 120x227,5 mm. Das Material ist 2 mm starkes Leiterplattenmaterial (Epoxy). Die Ecken sind abgerundet, um Überschlüge zu vermeiden. Die Stripline ist auf 42 mm langen Teflon Stützen befestigt (Keramische Stützen werden nicht empfohlen, wenn man ihre dielektrischen Verluste auf 432 nicht kennt. Sonst explodieren sie leicht bei einer Scheinleistung von 40 kW HF, die im Anodenkreis zirkuliert. Das beste Testmittel dafür ist ein Mikrowellen-Ofen für die Küche!). Die Abstimmung erfolgt über den Kondensator C1, der die Maße 85x55 mm hat und aus Beryllium-Kupfer gefertigt wird (Auch möglich, aber nicht so federnd: Phosphor-Bronze). Der Auskoppel-Flapper C2 ist etwas exotisch geformt (Siehe Bild 4) und besteht aus dem gleichen Material. Er ist auf Keramik-Stützen an der Wand befestigt und wird auf den Innenleiter der Output 7/16 Spinner-Buchse aufgelötet. N-Buchsen werden an dieser Stelle nicht empfohlen, da die PA bei "Volldampf" den Innenleiter mit Leichtigkeit zum Schmelzen bringt. Auch Stecker sollten bei dieser Leistung lötfrei sein, d.h. nur in Schraub- oder Klemmtechnik gestaltet sein, um Auslöten von Kabel-Innenleitern zu vermeiden.

Beide Kondensatoren werden nicht über die üblichen Nylon-Schnüre bewegt, sondern über solide 6 mm Achsen mit Teflon-Kappen, die ihrerseits über Excenter bewegt werden. Damit werden thermische Probleme vermieden.

Part 2 of description follows in DUBUS 3/89 and compromises the socket description, the cathode circuit, the power supply and the tuning procedure.

Teil 2 dieses Artikels folgt in DUBUS 3/89 und enthält die Beschreibungen des Sockels, des Kathodenkreises, der Stromversorgung und der Inbetriebnahme.



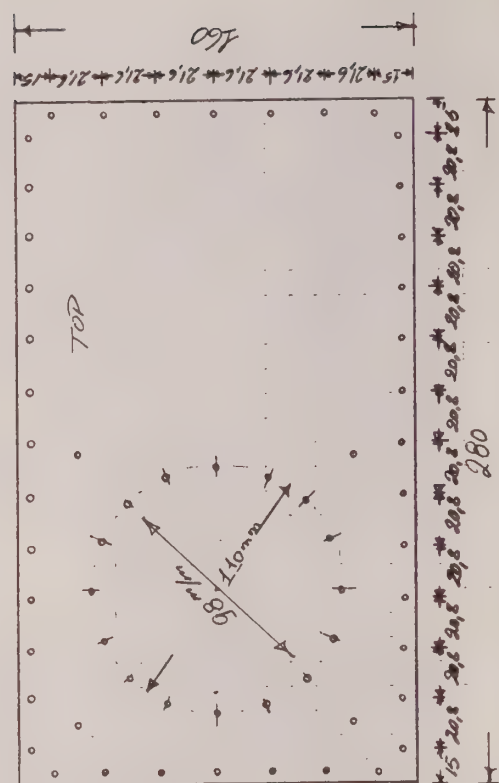
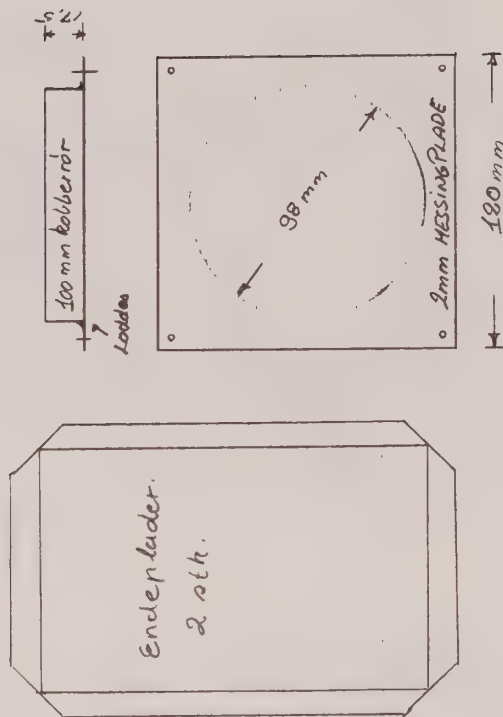


Technical drawing of a wooden box. The drawing includes a side view and a top view.

**Side View (Left):** Shows a rectangular box with a height of 100 mm. The top edge is labeled "100 mm höjden" (height). The bottom edge is labeled "Lodda" (brackets).

**Top View (Right):** Shows the top surface of the box. The width is labeled "120 mm". The depth is labeled "98 mm". The text "2mm HESSINGPLÅT" (2mm HESSING PLATE) is written along the right edge. The corners are marked with small circles.

**Bottom View (Below):** Shows the bottom surface of the box. The text "Endeplåder." (End plate) and "2 stk." (2 pieces) is written inside the box.



To em Pamed YL to  
07971 10:9:88

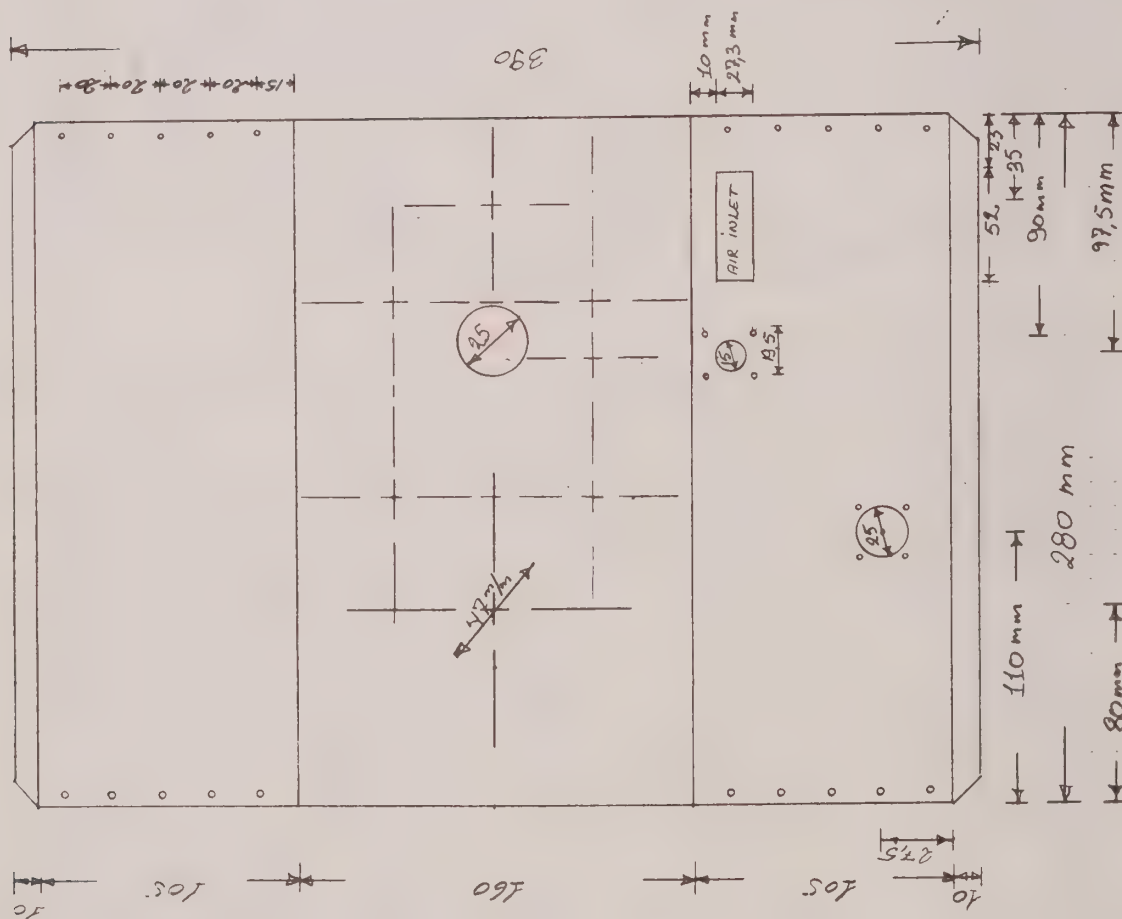


FIGURE 3

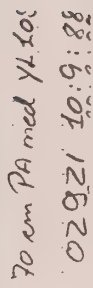


**FIGURE 4**



# Technical Reports

by DJ9BV

## 70 cm EME-PA with 1k+ Output

Steen Gruby, OZ9ZI

Hogevej 1, DK-3660 Stenlose, Denmark

Part 2 (continued from DUBUS 2/89)

### 2.2 Anode circuit details and socket assembly.

Figure 5 shows a top view of the anode line with the output and tune flappers. Figure 6 shows a side view of the anode cabinet with anode line, chimney, tuning actuator rods and the construction of the socket assembly. The high voltage choke is wound from 0.8 mm copper wire on a 6 mm diameter form with a length of 170 mm. One end is fastened to the stripline and the other to a 5 kV feedthrough condenser of 800 pF. The anode cavity is screwed with M3 brass screws about 20 mm apart. The air input hole for the blower is covered by copper gaze to insure a RF-tight enclosure. The blower should be a medium one with a minimum air flow of 1.5 m<sup>3</sup> per minute with 15 mm back pressure (1.5 mBar). A EBM-G2E 108-AA is suitable.

The individual parts of the socket assembly are shown in Figure 7. The screen grid is on ground potential. The high RF-current in the anode circuit flows over the screen grid also, because it's the ground terminal for the output circuit. Instead of losing RF-power in a dielectric, i.e. in a screen grid capacitor, the DC-grounded screen grid improves efficiency by avoiding any dielectric losses and assures stability because of the low inductance path in the screen circuit.

The insulating sheets for grid 1 and the cathode capacitor are made from 0.3 mm PTFE (Teflon)-Sheets. That gives about 470 pF for Cg2 and 100 pF for Ck. Careful assembly is necessary, because Grid 1 has a potential of -750 Volt to Ground.

### 2.2 Anodenkreisdetails und Eigenbau-Sockel

Bild 5 zeigt den Anodenkreis von oben. Erkennbar sind der Auskoppel- und der Abstimm-Flapper. Bild 6 zeigt den Anodenkreis von der Seite mit der Stripline, den Abstimmstempeln und dem Eigenbau-Sockel. Die Anodendrossel wird aus 170 mm Kupferdraht mit 0,8 mm Durchmesser auf einen 6 mm Dorn gewickelt. Sie führt von der Stripline auf ein Durchführungs-C mit 800 pF/5 kV. Das Gehäuse muß mit M3 Messing-Schrauben verschraubt werden, um HF-Dichtigkeit zu erreichen. Die Öffnung für den Lüfter ist mit feiner Gaze aus Kupfer oder Messing verschlossen. Der Maschenabstand sollte ca. 1 mm betragen. Der Lüfter selbst ist mittelgroß mit einer Leistung von 1,5 m<sup>3</sup> pro Minute bei einem Druck von 15 mm Wassersäule (1,5 mBar). Der EBM-G2E 108-AA erfüllt z.B. diese Anforderung. Die Abluft-Temperatur ist dann bei 1k Output unter 50 Grad Celsius für eine Eingangstemperatur von 20 Grad.

Die Konstruktion des Sockels ist aus Bild 7 ersichtlich. Das Schirmgitter ist an Masse gelegt. Damit können die hohen Ströme im Anodenkreis, die auch über das Schirmgitter fließen, da das Schirmgitter das 'kalte' Ende des Anodenkreises darstellt, ohne Verluste durch ein Dielektrikum zirkulieren. Damit werden gleichzeitig ein hoher Anoden-Wirkungsgrad und eine hohe Stabilität gegen Selbsterregung erzielt.

Die isolierenden Dielektrika für den Steuergitter und Kathoden-Kondensator sind aus 0,3 mm starker Teflon-Folie gefertigt. Bei dem Zusammenbau des Sockel ist größte Sorgfalt anzuwenden, da das Steuergitter ein Potential von -750 Volt gegen Masse führt. Als Fingerstock-Material sollte nur Qualitäts-Material aus Beryllium-Federbronze verwendet werden, um kleine Kontaktwiderstände zu erzielen.

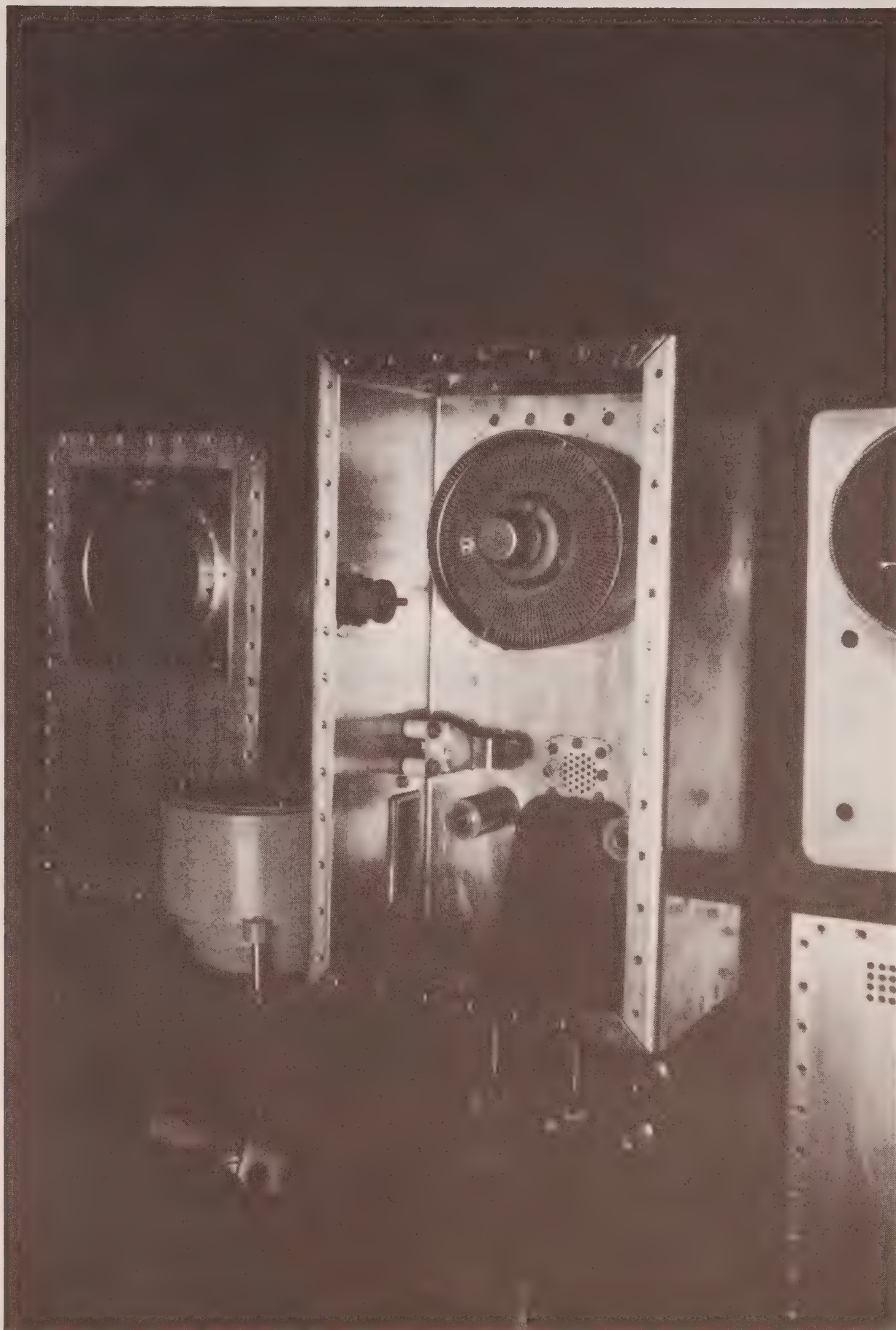


FIGURE 5 (BILD 5): Anode Line Top View/Anodenkammer Obenansicht

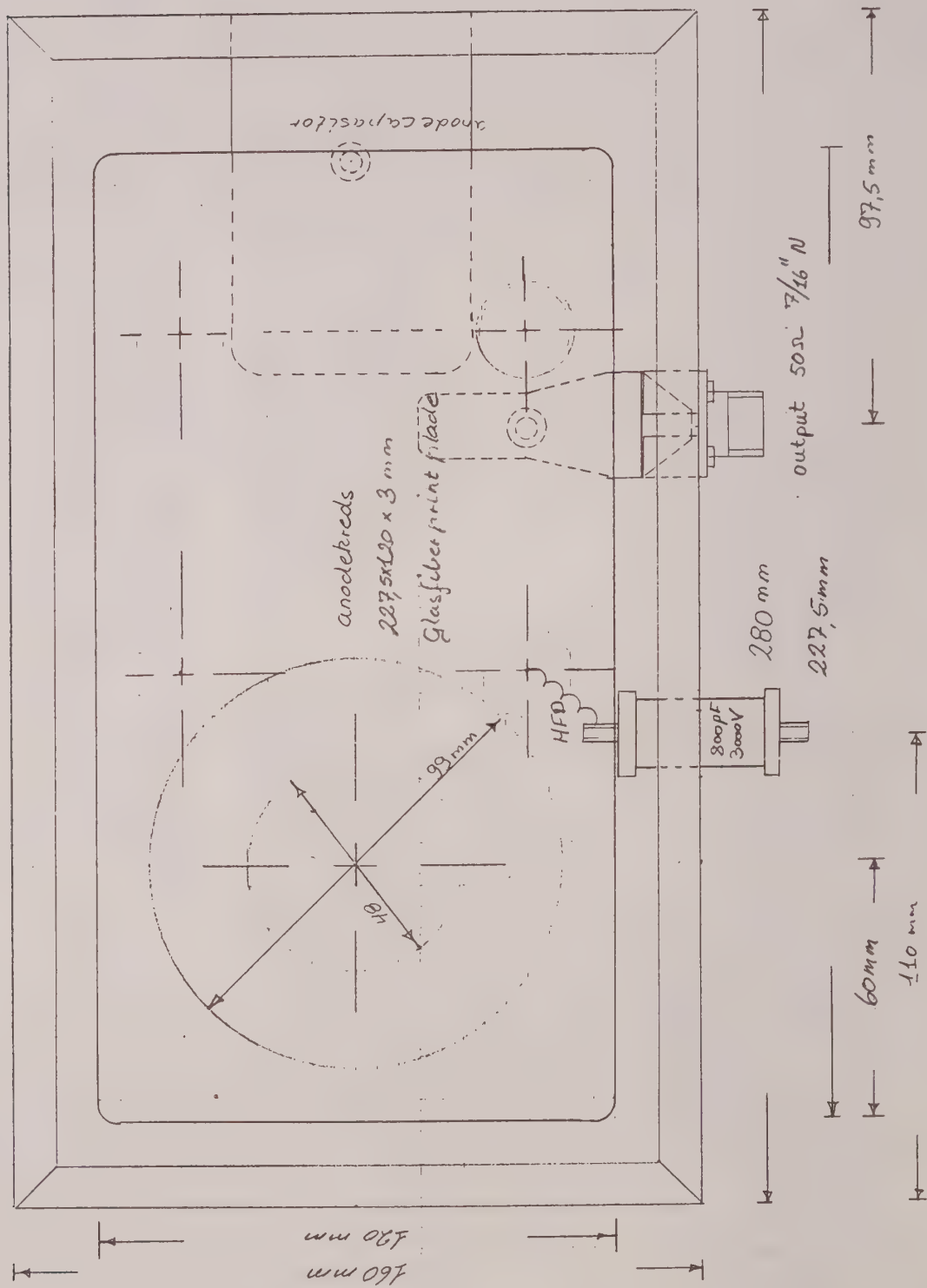




**FIGURE 6 (BILD 6): PA Side View/PA Seitenansicht**

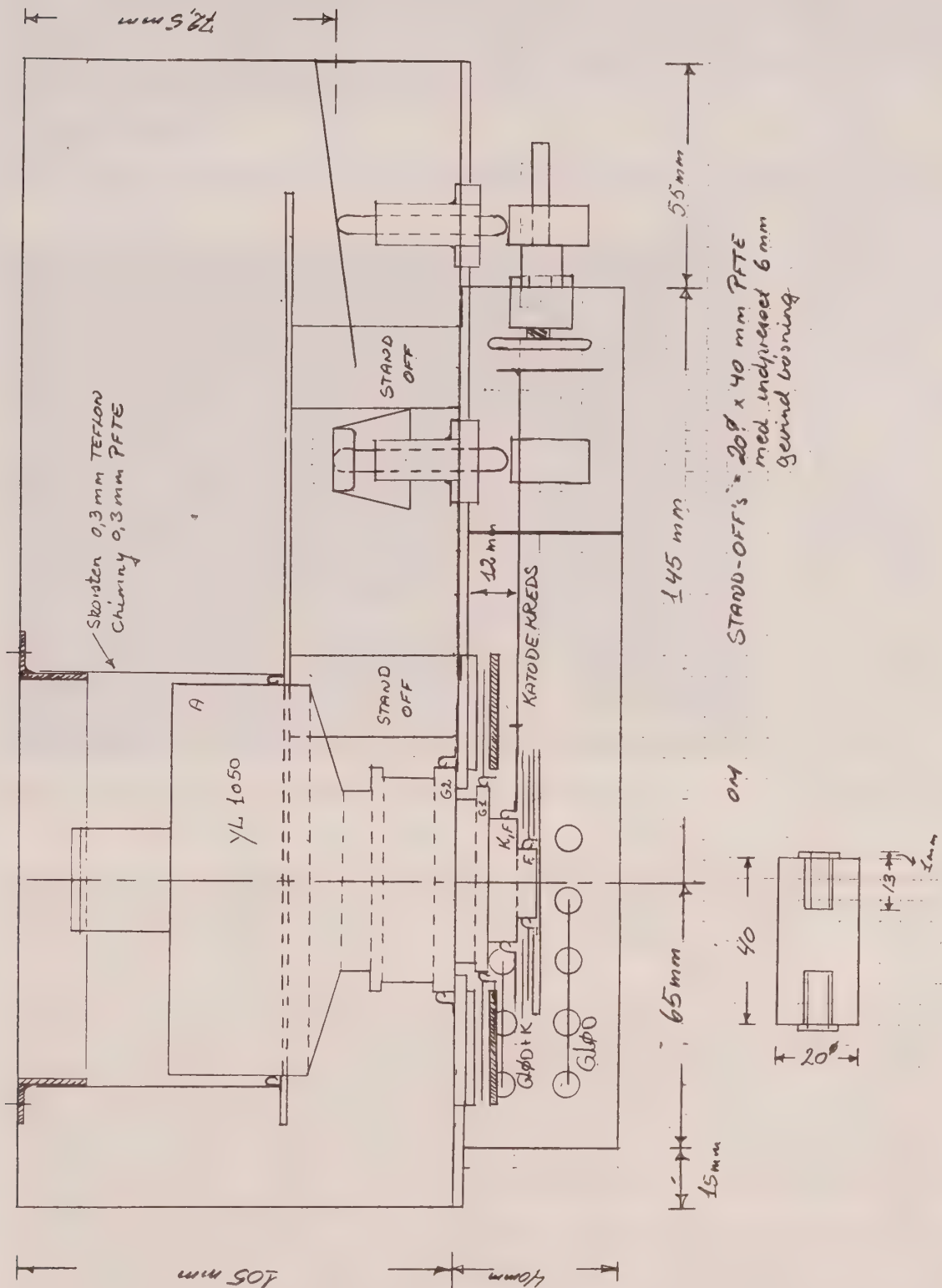
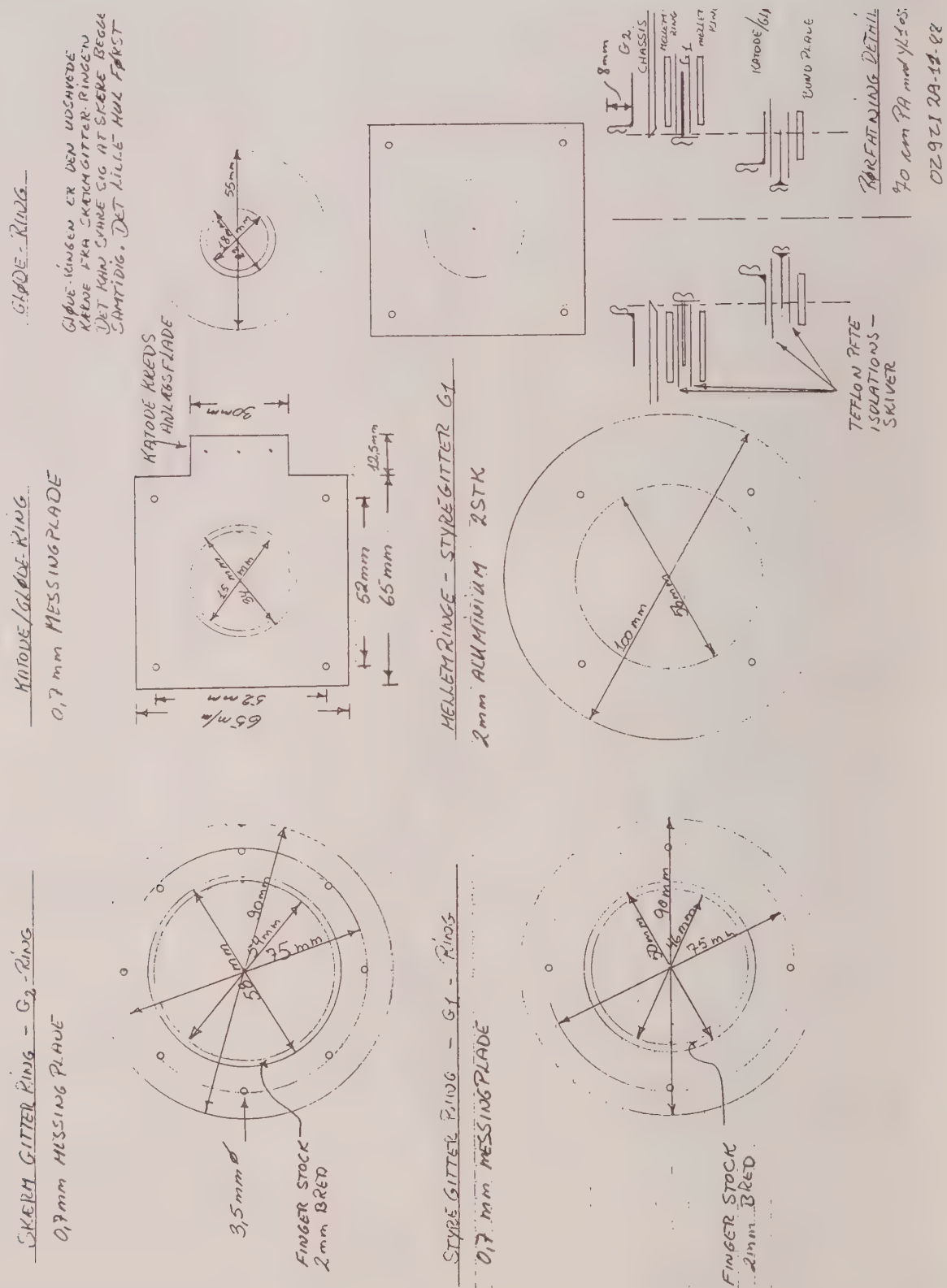


**FIGURE 7 (BILD 7): Parts for Socket/Teile für den Sockel**



### 2.3 Cathode Circuit

The cathode circuit is a low impedance (40 Ohms) half wavelength stripline with a somewhat strange shape, which has been chosen because of mechanical constraints (Figure 8). The mechanical arrangement can be seen in Figures 9,10. The stripline is mounted in a distance of 12 mm to the main construction plate. Tuning is done by a tuning screw with a small plate at the end of the stripline. Coupling is performed by a 11x47 mm brass plate, which is soldered to the input connector. Further details in figure 10 show the 2.2 uH choke for Grid 1 and the two quarter wavelength (170 mm) chokes for the heater. They are made from 1.5 mm copper wire, each 170 mm long, wound on a 10 mm diameter form.

### 2.3 Kathodenkreis

Der Kathodenkreis besteht aus einer  $\lambda/2$  Stripline mit einer niedrigen Impedanz von ca.

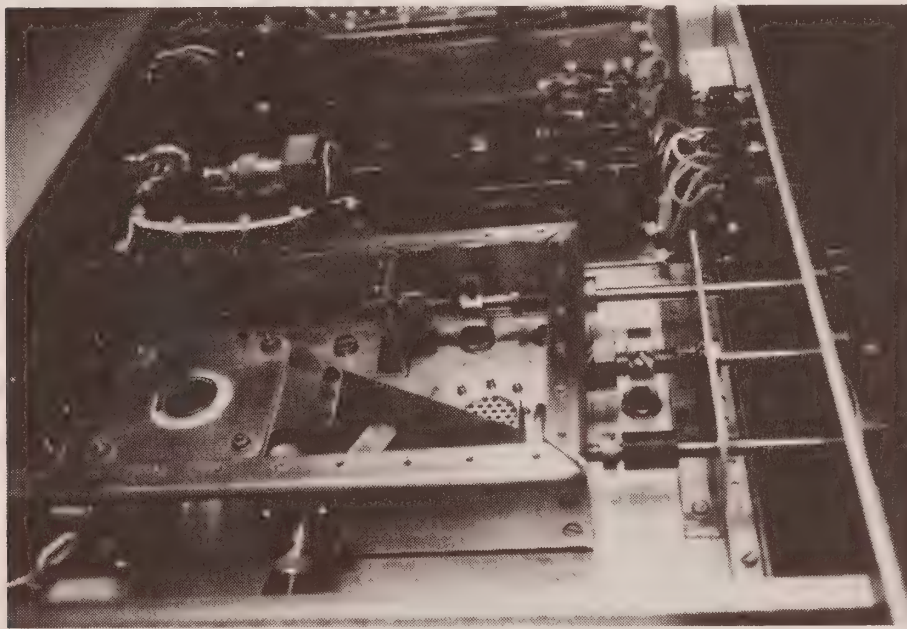


Figure 8/Bild 8 : Picture of cathode circuit/Kathodenkreis

40 Ohm. Sie befindet sich in 12 mm Abstand von der Bodenplatte (Bilder 8,9,10). Die Abstimmung erfolgt am Ende mit einer Abstimmungsschraube, auf die eine Abstimmungsscheibe mit ca. 25 mm Durchmesser befestigt ist. Die Kopplung zur Eingangsbuchse erfolgt über eine Blechfahne aus Messing mit den Maßen 11x47 mm. Der Abstand dieser Fahne zur Stripline beträgt ca. 1mm. Eventuell kann dort auch eine Teflonfolie mit 1 mm Stärke eingefügt werden, um den Abstand etwas zu erhöhen.

Weitere Einzelheiten in Bild 10 zeigen die Gitter-1-Drossel von 2,2 uH und die beiden Drosseln für die Heizung, die jeweils aus 170 mm Kupferdraht mit 1,5 mm Durchmesser auf einem 10 mm Dorn gewickelt werden.

### 2.4. Power Supply

The basic idee is to have the screen at ground potential - 30 years ago it has been used in the Collins 30S1 PA -. The power supply circuit can be seen in Figure 11. The high voltage is generated by a full-wave center-tap rectifier circuit from the high voltage transformer, which has a rating of 2x2000 Volts with 400mA. The resulting DC-Voltage of 2800 Volts is divided by string of Zener-Diodes (7 W dissipation) into -640 Volts for the cathode and 2200 Volts for the anode. The filter capacitor for the high voltage is made from three Siemens MKV 47 uF condensators. Each capacitor, which is rated for 640 Volts AC and for 1000 Volts DC, is shunted by a 50 kOhms, 50 Watt bleeding resistor. Together with the current through the zener diodes a bleeding power of 170 Watt is drawn during standby.

Because of the small transformer, the anode voltage drops from 2800 to 2200 Volts with an anode current of 800 mA. For CW a bigger Transformer with a rating of 800 mA should be chosen. In case of flash over in the anode circuit the string of 5 diodes from line KE to KS protects the zener diodes. The very same diodes provide a path for negative screen grid current also. The screen supply is bled by the string of four 10 kOhms resistors and for AC by two 16 uF condensators.



FIGURE 9 (BILD 9): Parts for Cathode Circuit/Kathodenkreis

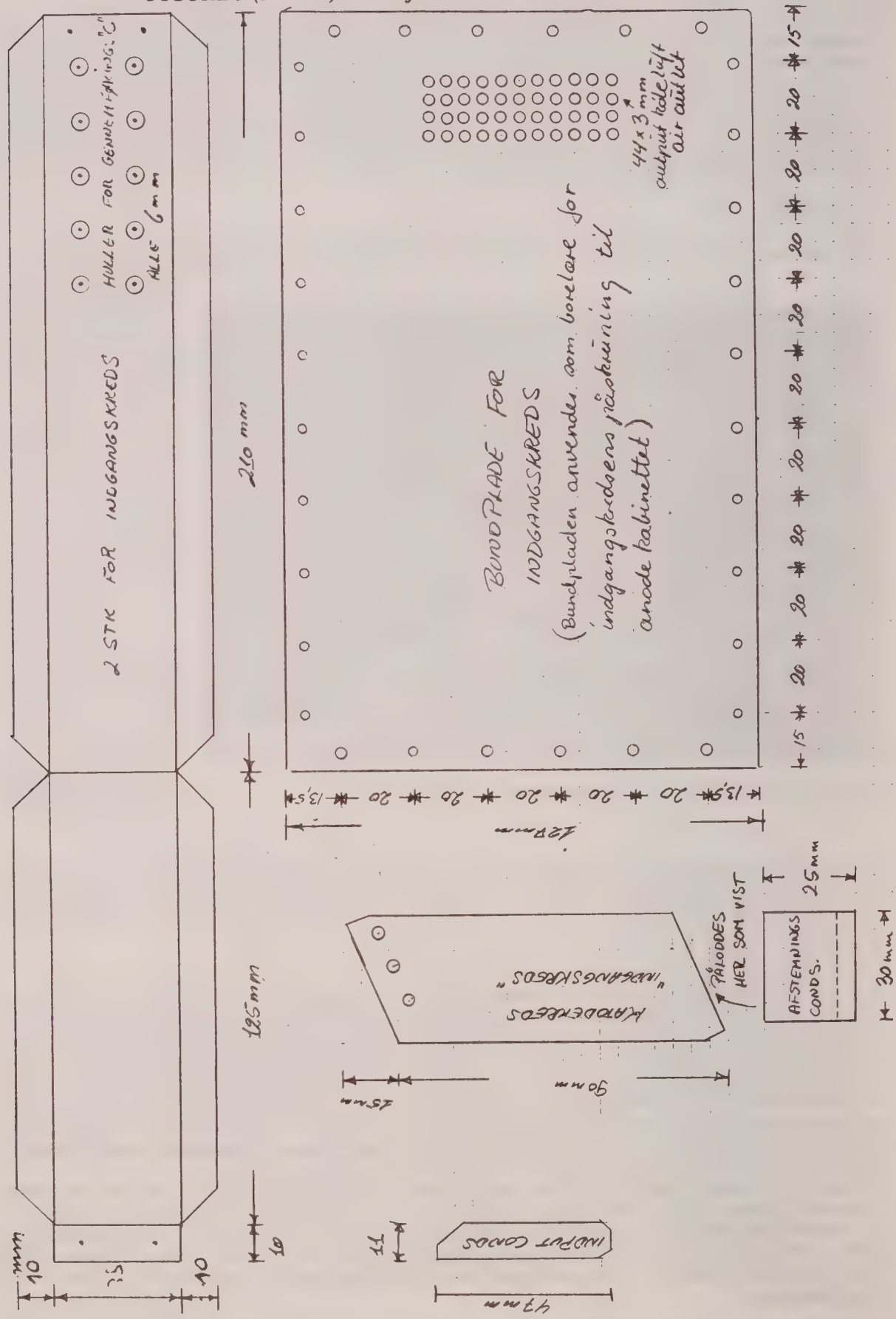
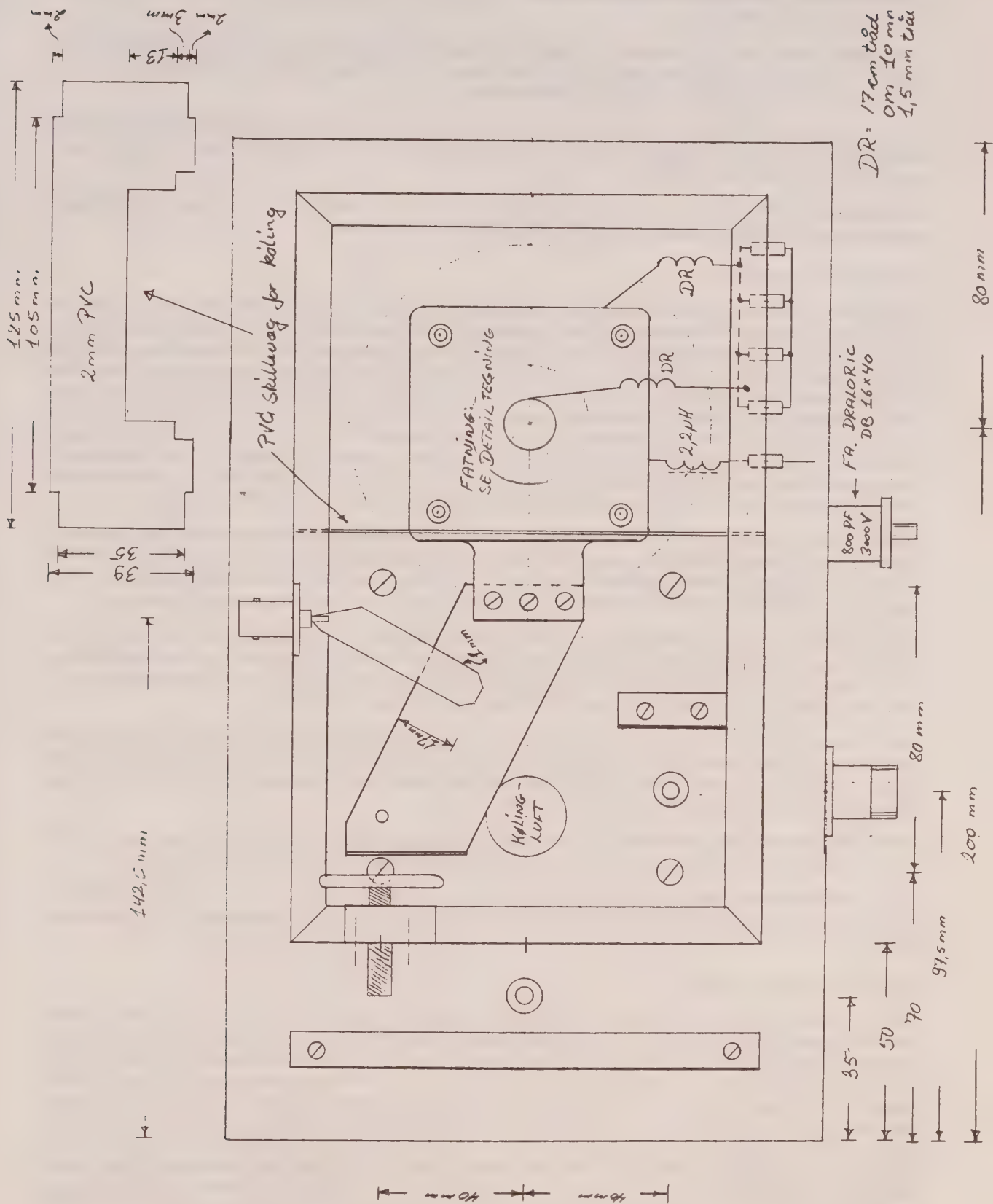


FIGURE 10 (BILD 10): Cathode Circuit/Kathodenkreis



## Technical Reports: 70 cm PA with 1 k+ Output by OZ9ZI

The supply voltage for Grid 1 is referenced to the cathode voltage of - 640 V. A half wave rectifier and a stabilisation circuit generate - 90 V. During standby this voltage cuts off the tube. On transmit a relay switches in a potentiometer, which can be adjusted to the necessary value for the idling current of 200 mA.

The high voltage power transformer gets its primary voltage through a delay relay after 180 seconds. Then a soft start is caused by a series resistor of 40 Ohms/50 Watts in the primary. This surge protection is switched off after some seconds.

The transformer for the heaters is located directly in the PA-cabinet, to reduce ohmic losses with the heater current of 20 amps. The heater voltage, measured directly at the socket, should have a value of 3.8 Volts +- 5 percent.

Metering is provided for  $I_a$  (0...1.5 A);  $I_{g2}$  (-10...+40 mA) and  $I_{g1}$  (0...10 mA). Additional metering could be provided for anode voltage and output power.

### 2.4. Stromversorgung

Das Schirmgitter liegt auf dem Potential des Chassis - genau wie schon 30 Jahre früher bei der berühmten Collins 30S1 Endstufe -. Die Schaltung der Stromversorgung geht aus Bild 11 hervor. Die Hochspannung wird mittels Vollweg-Gleichrichtung gewonnen. Die Trafospaltung beträgt 2 x 2000 Volt bei 400 mA. Für Dauerbetrieb sollte der Trafo doppelt so stark ausgelegt sein. Die resultierende Gleichspannung ist 2800 V im Leerlauf und ca. 2200 V bei 800 mA Anodenstrom. Die Gesamtspannung wird durch eine Kette von 7 W Zenerdioden auf - 640 V für die Kathode und 2200 Volt für die Anode aufgeteilt. Zum Sieben werden 3 Stück Siemens MKV-Kondensatoren mit 47 uF Kapazität und jeweils 640 V Wechselspannung (= 1000 V Gleichspannung) eingesetzt. Zum Ausgleich der Leckströme dienen 3 x 50 kOhm Widerstände. Zusammen mit dem Vorstrom durch die Zenerdioden wird eine Ruheleistung von 170 W verbraucht.

Falls die Röhre oder der Anodenkreis einen Überschlag erleiden, verhindern die Schutzdioden, die von der Leitung KE zu KS verschaltet sind, eine Beschädigung der Zenerdioden. Sie leiten außerdem negative Schirmgitterströme ab. Die Schirmgitter bzw. Kathodenspannung wird durch 4 x 10 kOhm vorbelastet und für NF mit 2 x 16 uF Kondensatoren abgeblockt.

Die Spannung für das Steuergitter ist auf die Kathodenspannung bezogen, wird auf 90 Volt mit einer Zenerdiode stabilisiert und von diesem Wert durch ein Potentiometer auf den passenden Ruhestrom von 200 mA eingestellt. Zum Abschalten dient ein Relais, das die Spannung auf -90 Volt am Gitter 1 aufschaltet und durch die Leitung A5 bedient wird.

Der Transformator für die Anodenspannung wird durch ein Zeitschaltrelais nach 180 Sekunden mit Netzspannung versorgt, die zunächst über einen 40 Ohm/50 Watt Widerstand einen sanften Magnetisierung bewirkt. Erreicht nach ein paar Sekunden die Spannung an der Primärseite ca. 180 V wird dieser Anlauf-Widerstand überbrückt.

Der Heiztransformator sitzt direkt an der PA, um Leitungsverluste bei einem Nennstrom von 20 A zu vermeiden. Die Heizspannung am Sockel der Röhre muß 3,8 V +- 5 % betragen.

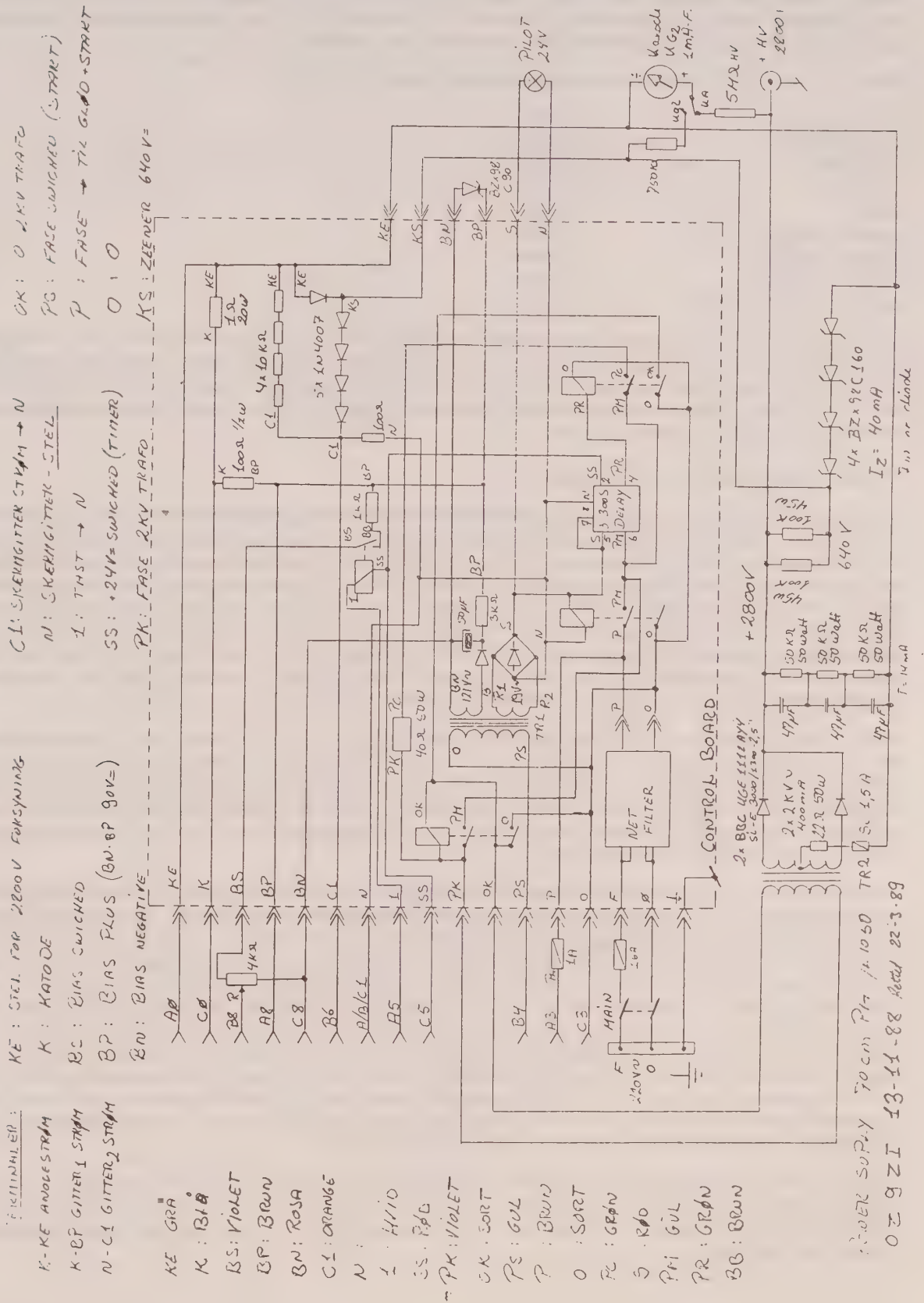
Über Drehspulinstrumente werden gemessen:  $I_a$  (0...1,5 A);  $I_{g2}$  (-10...+40 mA);  $I_{g1}$  (0...+10 mA). Zusätzlich können sinnvollerweise die Anodenspannung und die Ausgangsleistung gemessen werden.

### 2.5 Tune up and operation

Before applying any power to the PA, the power supply should be checked for proper operation and voltages. Then the PA can be connected. First the heater voltage should be controlled. It must have a value between 3.65 and 3.95 V, the proper value is 3.8 V. After connecting a dummy load of at least 1000 W power handling ability, a power meter at the output and an optional SWR-meter at the input as well as a transmitter with variable output power (5 - 50 W), the idling current is set to 200 mA with no RF-power but transmitter and PA keyed. Then an input RF-power of 5 W is applied. First the output circuit is tuned to maximum with the tune flapper. Leave the load flapper as it is, because with low power there is no significant influence of the load flapper. Then the input circuit can be optimized for lowest VSWR. The input coupling flapper has to be moved or even shortened or lengthened with retuning of the tuning screw up to a VSWR lower than 1.2.



FIGURE 11 (BILD 11): Power Supply



## Technical Reports: 70 cm PA with 1 k+ Output by OZ9ZI

This adjustment does not change very much for higher input power. In a second step the input power should be increased to 15 W. At this level the output controls - load and tune - can be optimized for highest possible power. A good indicator of having the right loading, i.e. the right value of anode load impedance, is the screen current. If it's getting positive the right value is very near. It should have a positive value of at least 10 mA but never have a value above 40 mA, because at this value the maximum screen dissipation will be reached.

With 25 W drive level the following measurements are typical:

|                       |   |        |
|-----------------------|---|--------|
| Drive Power           | : | 25 W   |
| Output Power          | : | 1000 W |
| DC-Power              | : | 1785 W |
| Efficiency            | : | 56 %   |
| Gain                  | : | 16 dB  |
| Anode Voltage         | : | 2200 V |
| Anode Current         | : | 810 mA |
| Screen Current        | : | 15 mA  |
| Control Grid Current: |   | 2 mA   |

At this power level no signs of thermal drift have been observed. The tube loafs along with just half of its power capability. For different power levels retuning is necessary. Loading is adjusted for the right screen grid current ( 15 - 30 mA ), whereas tuning always should be adjusted to maximum power. That occurs together with a peak in control grid current. Maximum allowable control grid current is about 50 mA.

### 2.5 Inbetriebnahme und Abstimmung

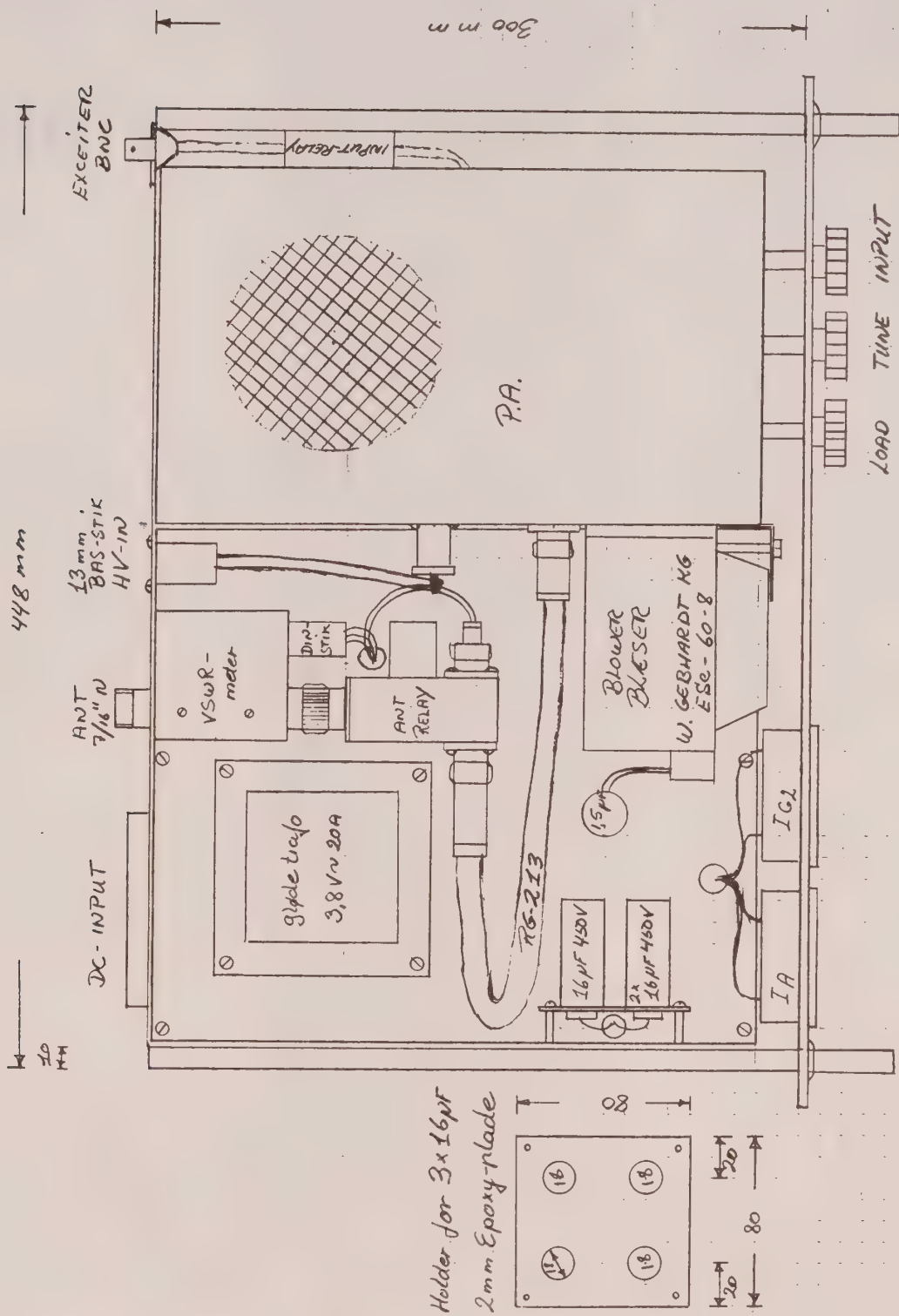
Zuerst muß die Stromversorgung auf einwandfreie Funktion überprüft werden. Der eigentliche PA-Baustein wird abgeklemmt und alle Spannungen sowie die Einschaltlogik werden geprüft. Nach Verbindung mit der PA können Heizung und Lüfter eingeschaltet werden. Ohne laufenden Lüfter darf grundsätzlich keine Spannung anliegen! Die Heizspannung wird am Sockel gemessen. Der richtige Wert beträgt 3,8 V. Abweichungen von +- 150 mV sind zulässig. Nachdem man eine Dummy-Load mit mindestens 1000 W Belastbarkeit über ein entsprechendes Wattmeter angeschlossen sowie den Eingang über ein VSWR-Meßgerät mit einem in der Leistung regelbaren (5 - 50 W) Steuersender verbunden hat, können alle anderen Spannungen angelegt werden. Im getasteten Zustand, aber ohne HF wird der Ruhestrom auf 200 mA eingestellt.

Mit 5 W Steuerleistung wird nach Abstimmen des Ausgangs auf Maximum (Nur Tune) zunächst der Eingangskreis optimiert. Die Einkoppelfahne wird durch Verbiegen, oder sogar durch Verändern der Größe - bei gleichzeitigem Abstimmen der Kathodenkreis-Abstimmung auf Maximum - auf ein VSWR von kleiner als 1,2 gebracht. Diese Einstellung ändert sich bei höheren Leistungen kaum noch, da dieser Verstärker in der Kathode gesteuert wird, bzw. eine Steuergitter-Schirmgitter-Basis Schaltung ist.

In einem zweiten Schritt wird die Steuerleistung auf 15 W erhöht. Bei dieser Steuerleistung kann die Anodenkreis-Abstimmung optimiert werden. Der TUNE-Flapper ist grundsätzlich immer auf Maximum Ausgangsleistung einzustellen und zwar unmittelbar nach jeder Änderung eines anderen Einstellparameters, z.B. LOAD oder Steuerleistung. Die richtige Einstellung des LOAD-Flappers macht oft Schwierigkeiten. Das einzige Indiz für eine richtige Stellung ist ein positiver Schirmgitter-Strom von ca. 15 bis maximal 40 mA. Dann sieht die Anode genau die richtige Lastimpedanz und Ausgangsleistung sowie Wirkungsgrad sind optimal. Ist der Schirmgitterstrom größer als der angegebene Wert, wird zwar oft die Leistung bei gleichem Input noch etwas höher aber das Schirmgitter ist in Gefahr und die Röhre arbeitet im überspannten Betrieb, da die Lastimpedanz zu hoch ist. Das passiert, wenn der LOAD-Flapper zu weit von der Anodenstripline entfernt ist. Ist der Schirmgitterstrom zu klein, sinken Ausgangsleistung und Wirkungsgrad, die Röhre arbeitet im unterspannten Betrieb.

Bei 25 Watt Steuerleistung werden die Leistungswerte in obiger Tabelle erreicht. Bei der angegebenen Leistung arbeitet die Röhre mit der Hälfte ihrer Kapazität. Soll Betrieb mit anderer Leistung gemacht werden, kann die PA unter Beachtung der obigen Richtlinien neu abgestimmt werden.

FIGURE 12 (BILD 12): Construction/Aufbau





# Technical Reports

by DJ9BV

## 1 W Power Amplifier for 10 GHz

Toshihiko Takamizawa, JE1AAH  
Parktown 21-502 946-16  
Kitahassaku-cho Midori-ku  
Yokohama 226, Japan

**Abstract:** For the 10 GHz transceiver, which has been described in the issues (DUBUS 4/89 & 2/90) before, a 1 W power amplifier has been developed by JA3PFD. This three stage Poweramp has a gain of 25 dB and uses a set of 3 FUJITSU Ku-band GaAs-FETs (See Microwave Parts in this issue). Maximum output power is in excess of 30 dBm. A kit is available from the author.

**Kurzfassung:** Für den 10 GHz Transceiver, der in den vergangenen Heften (DUBUS 4/89 & 2/90) beschrieben wurde, hat JA3PFD einen 3-stufigen Verstärker entwickelt, der eine Verstärkung von 25 dB bei einer Ausgangsleistung von mehr als einem Watt aufweist. Der Verstärker ist mit 3 FUJITSU Ku-Band Leistungs-GaAs-FETs (Siehe in der Rubrik Microwave Parts) bestückt. Ein Kit ist vom Autor erhältlich.

### 1. General

The power amplifier is designed for use in the 10 GHz amateur band at the JA's allocation frequency of 10.475 GHz. I have retuned this amp to 10.240 GHz without any difficulties. The parts layout in Figure 2 shows the additional tuning stubs. For use on 10.368 GHz it's easy to make your own tuning. It's a matter of 15 minutes. Tuning of input of final stage FLX102MH-12 is the key point in tuning the amplifier. It's heavily recommended to use the switching sequence power supply, which is given in figure 3. Never apply Vds before Vgs.

### 1. Allgemeines

Der Leistungsverstärker ist für das 10 GHz Amateurband auf der JA-Frequenz von 10,475 GHz entwickelt worden. Da er sehr breitbandig ist, konnte ich ihn mit Erfolg auf die Frequenz 10,24 GHz abstimmen. Ähnlich muß er dann auch auf der Frequenz 10,368 GHz, die ja dazwischen liegt, abzustimmen sein. In Bild 2 kann man die zusätzlichen Abstimm-'Stubs' erkennen. Hauptsächlich die Eingangsabstimmung des Endtransistors FLX102MH-12 beeinflußt die erzielbare Ausgangsleistung. Um Zerstörung der wertvollen GaAs-FET's beim Einschalten der Stromversorgung zu vermeiden wird dringend die Zeitfolge-Stromversorgung nach Bild 3 empfohlen. In **keinem** Fall darf man Uds vor Ugs anlegen!

### 2. Construction Procedure

First prepare a machined aluminium case for housing the amp and for mounting the power GaAs-FET's.

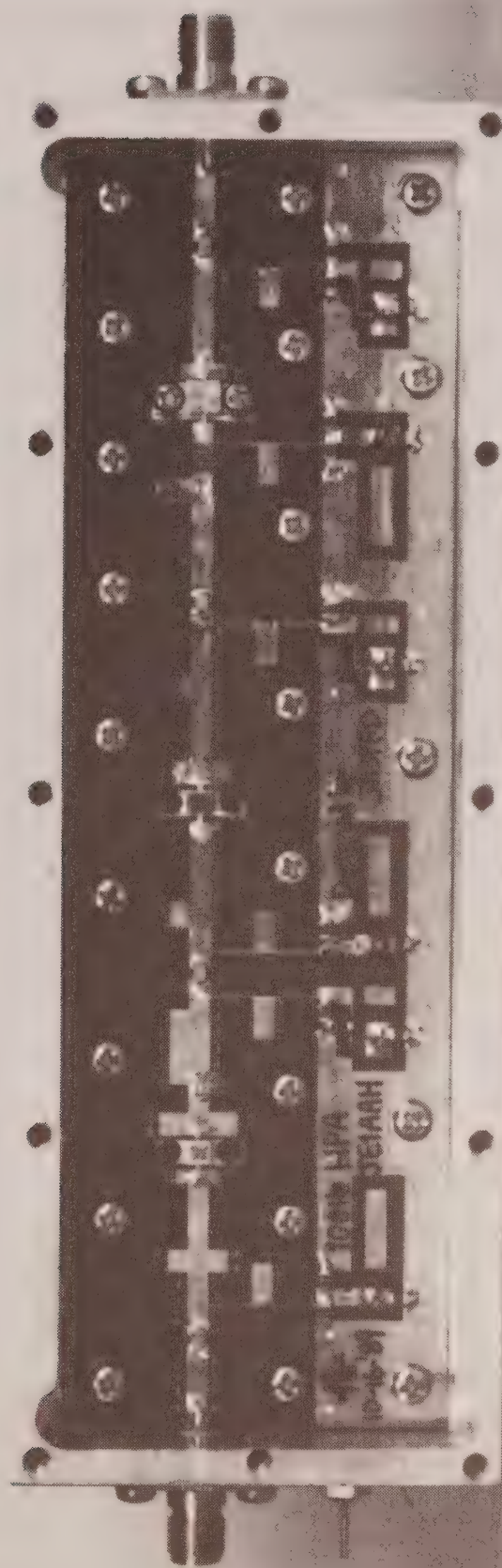
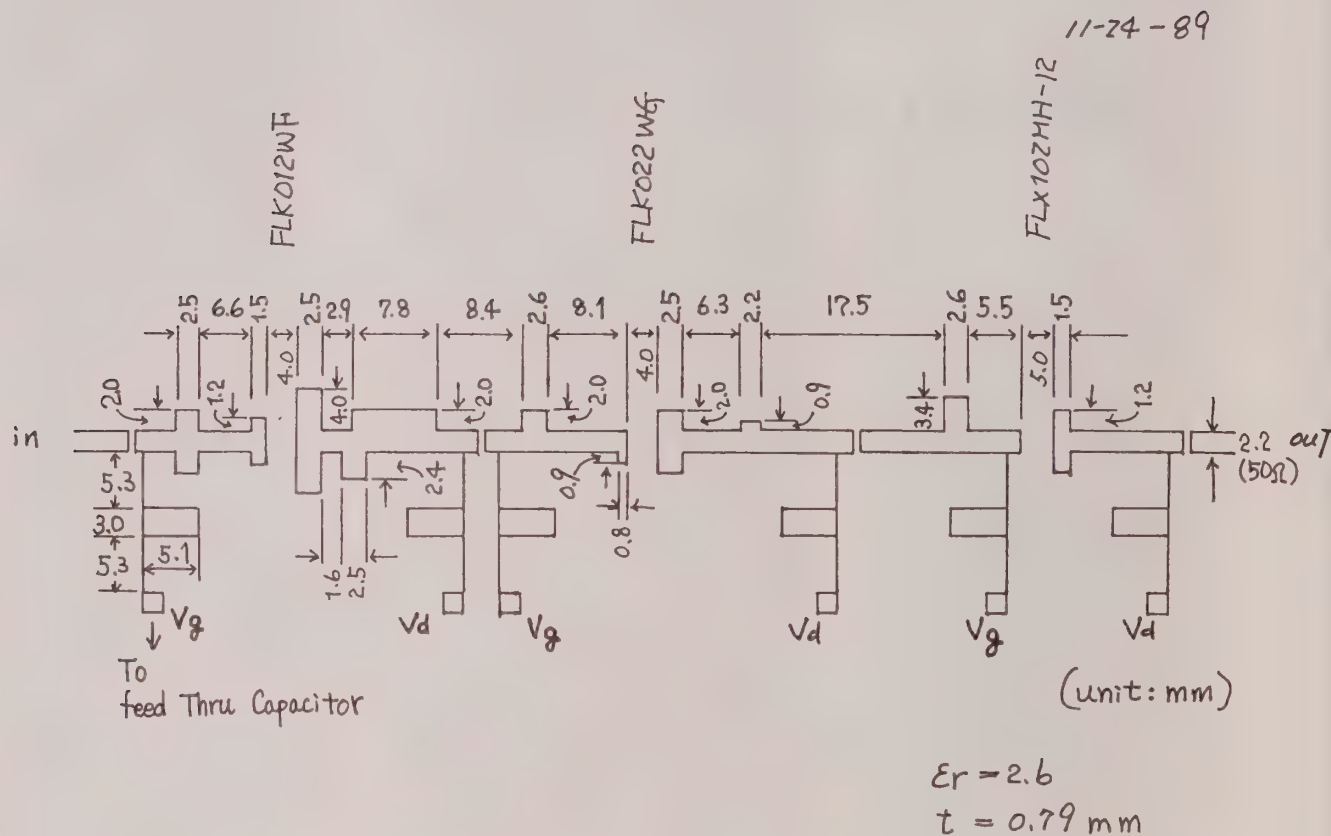


Figure 1/Bild 1: Matching Network for 3 -stage Poweramp



P0 : 30dBm at 5dBm input

P1dB : 30.3dBm

Gain : 25dB at 5dBm input and below

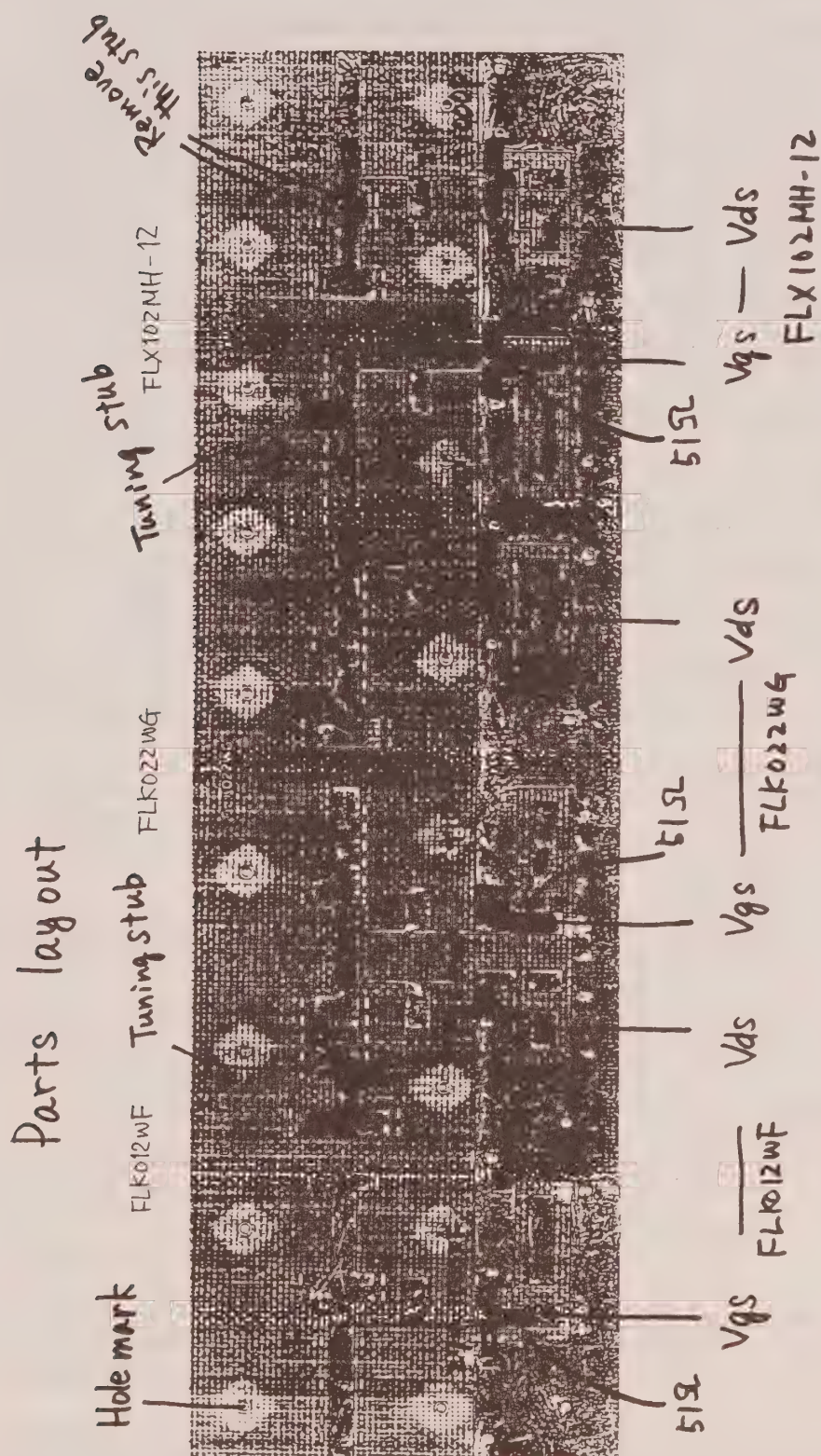
f : 10.24GHz -1dB BW ÷ 250~300MHz

Matching Network Circuit 10GHz HPA

Designed by JASPTD



### Figure 2/Bild 2: Parts Layout

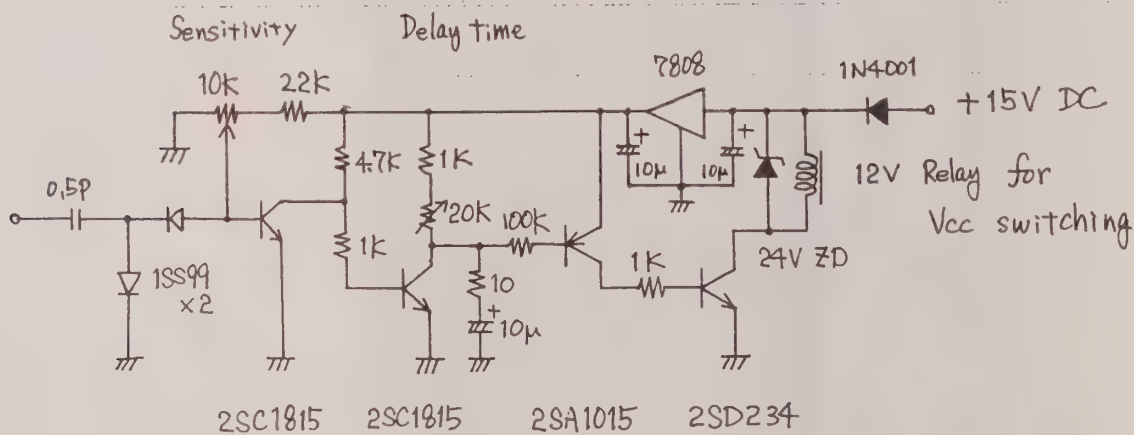
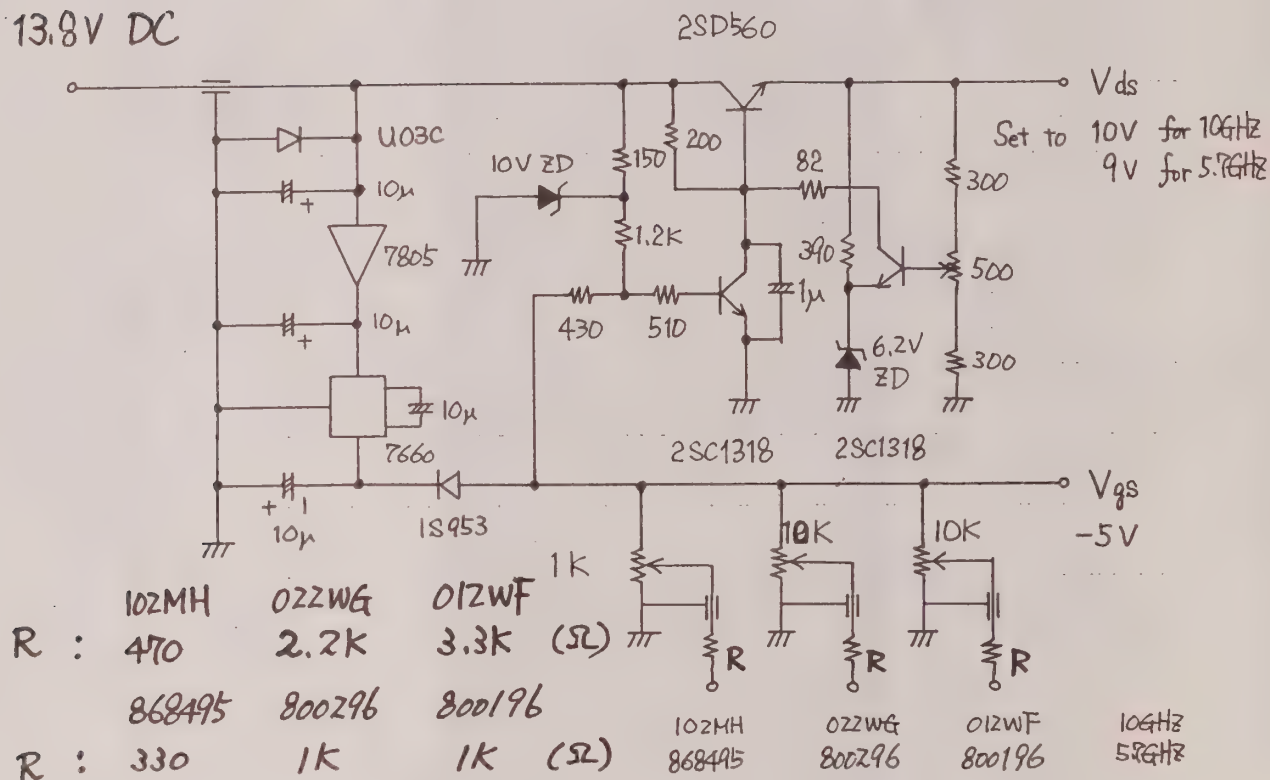


Indicated tuning stub is used for 10.24 MHz tune.

Figure 3/Bild 3: Bias Sequence Circuit for 1 W PA

AVR with bias sequence circuit  
for HPA

+ 13.8V DC



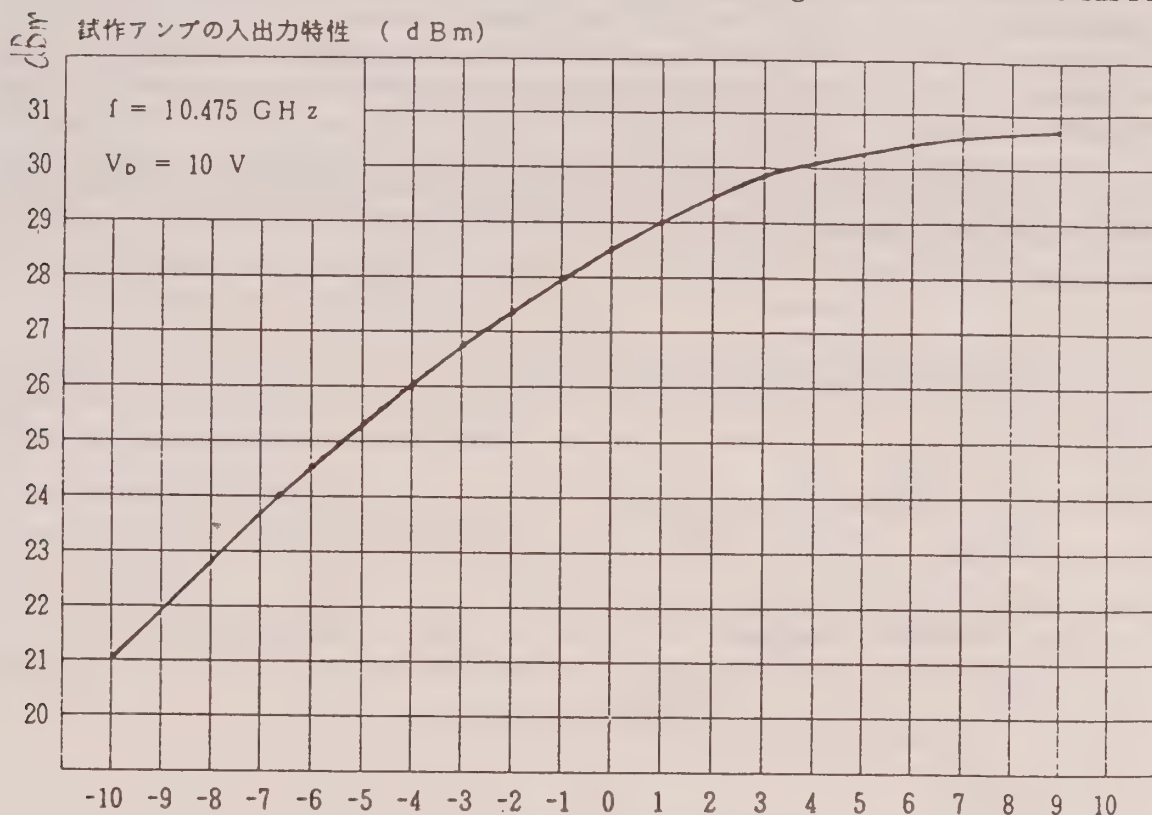
Carrier control unit

## Technical Reports: 1 W Power Amplifier for 10 GHz by JE1AAH

Also some additional parts have to be prepared. That can be seen from the parts list. Then proceed in the following order:

2.1. The PCB has no holes for the FET's. Make holes with 3 x 9 mm for FLK012 and FLK022 and 4.5

Figure 4/Bild 4: Pout versus Pin



x 11 mm for FLX102MH-12. Be careful not to damage the stripline.

2.2. Make holes (2 - 2.6 mm) for fixing the PCB into the case. 17 hole marks are printed on the PCB. Additional 5 holes have to be made in the bias area.

2.3. Height of FLK102MH is bigger than that of other FET's. A mounting area, 1 mm deep, is required to be milled into the bottom of the case.

2.4. To mount the PCB into the cabinet silver paste is used for fixing the PCB. Don't use too much.

2.5. Use 5 pF chip capacitors (ATC) for input/output coupling as well as for interstage coupling. For tuning change values between 0.5 - 10 pF.

## 2. Konstruktion

Zuerst wird ein gefrästes Aluminium-Gehäuse gefertigt, in das die Platine genau hineinpaßt. Ein Deckel ist ebenfalls vorzusehen. Dann werden die zusätzlichen Teile, wie in der Teileliste angegeben, beschafft. Der Aufbau erfolgt in folgenden Schritten:

2.1. Die gedruckte Schaltung aus CuClad hat keine Löcher für die GaAs-FET's. Diese müssen eingefräst werden, ohne die Stripline zu beschädigen. Die Größe beträgt 3 x 9 mm für die FLK012 & FLK022 sowie 4,5 x 11 mm für den FLX102MH-12.



## Technical Reports: 1 W Power Amplifier for 10 GHz by JE1AAH

2.2. An den markierten Stellen (17 x) werden 2 mm große Löcher für die Befestigung der Platine in dem Alu-Gehäuse gebohrt. Zusätzlich müssen 5 Löcher, die nicht markiert sind, an der Stelle, wo sich die Vorspannungsschaltung befindet, gebohrt werden. Insgesamt sind es 22 Löcher.

2.3. Der FLX102MH-12 ist etwas höher als die anderen FET's. Damit er mit den anderen FET's fluchtet, muß das Gehäuse an seiner Montagestelle 1 mm ausgefräst werden, so daß er genau passend versenkt werden kann.

2.4. Um die Platine im Gehäuse zu fixieren wird zusätzlich zu den Schrauben etwas Silberleitpaste verwendet.

2.5. Als Koppelkondensatoren werden 5 pF ATC-Chips verwendet. Um Exemplarstreuungen der FET's auszugleichen, kann man zum Tunen die Werte zwischen 0,5 pF und 10 pF ändern.

### Parts List/ Teile-Liste:

- 1 Cabinet with Top Cover
- 2 SMA Female Connector
- 4 5 pF Chip
- 6 27 pF Chip
- 6 100 pF Chip
- 1 1k Pot
- 2 10k Pot
- 3 51 Ohm Chip
- 6 1000pF Feed-Trough
- 1 Silver Paste
- 4 Screws M1.4 for FLK012 & 022
- 2 Screws M1.7 for FLX102MH

### 3. Tuning Procedure

3.1. Set  $V_{ds}$  to 10 V and  $I_{ds}$  to the following values:

|             |              |
|-------------|--------------|
| FLK012WF    | 30 - 40 mA   |
| FLK022WG    | 40 - 60 mA   |
| FLX102MH-12 | 180 - 200 mA |

These values are set without RF-Input. Don't use overcurrent!

3.2. Apply RF-input. Without any tuning you should get 0.3 - 0.5 W output at an input level of 5 - 10 mW. For tuning small copper foils (2 x 4 mm) are adequate. These are attached at those locations you can observe in Figure 2. After successful tuning the amplifier should deliver an output power of 1 W at an input level of 3 mW for 25 dB gain. Don't try to squeeze more output power. The expensive GaAs-FET's may not forgive this overload.

3.3. After adjustment one can attach the top cover to the cabinet. This will influence the output level a bit. It's recommended to use ferrite absorbers inside the top cover.

### 3. Inbetriebnahme und Abstimmung

3.1  $U_{ds}$  wird auf 10 V eingestellt und folgende Ruhestrome mit den Potentiometern eingepegelt:

|          |            |
|----------|------------|
| FLK012WF | 30 - 40 mA |
| FLK022WG | 40 - 60 mA |

FLX102MH-12 180 - 200 mA

Diese Werte sind reine DC-Werte und gelten nur ohne HF. Nach dem Abstimmen können die Ströme mit den Werten verglichen werden, die als individuelles Meßprotokoll den GaAs-FET's beigelegt sind. Überströme sollten unbedingt vermieden werden!

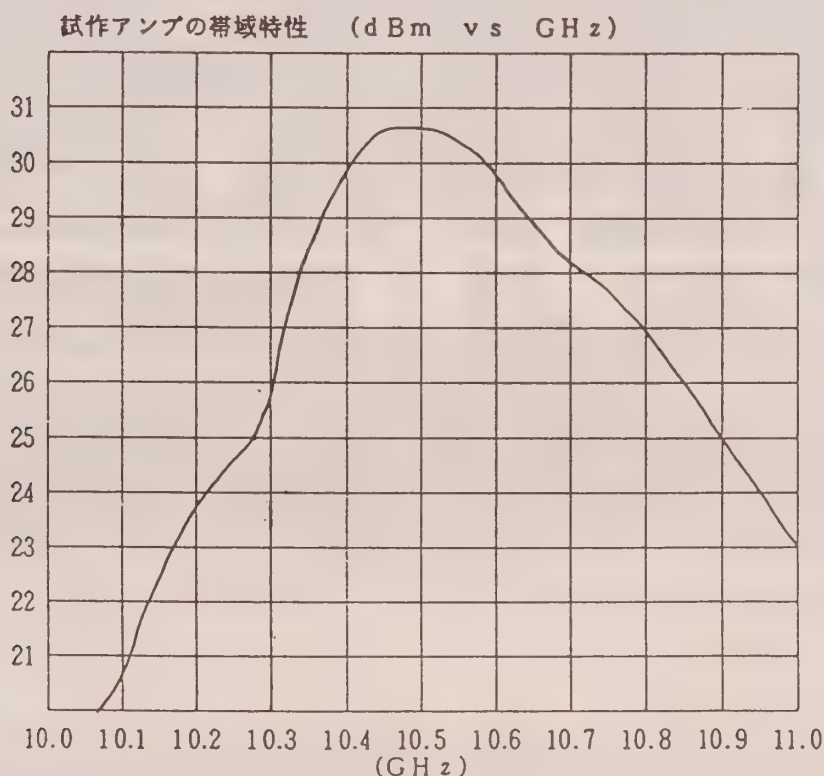
3.2 Nach dem Anlegen der Betriebsspannungen wird, ausgehend von einer Steuerleistung von 1 mW langsam die Steuerleistung hochgefahren, bis eine Ausgangsleistung von 0,3 - 0,5 W erreicht ist. Das muß im nicht abgeglichenen Zustand bei einer Steuerleistung von 5 - 10 mW der Fall sein. Zum Abstimmen des Verstärkers werden kleine Stückchen Kupferfolie, die 2 x 4 mm groß sind, ausgeschnitten. Sie werden ungefähr an den Stellen angebracht, die man in Bild 2 erkennen kann. Nach erfolgreichem Abgleich muß die PA eine Ausgangsleistung von 1 W bei einer Steuerleistung von 3 mW bringen. Die Verstärkung ist 25 dB typisch. Man sollte der Versuchung widerstehen, noch mehr Leistung aus der PA zu 'quetschen'. Einerseits ist die Leistung von 1 W völlig ausreichend und andererseits sollte man nicht die teuren FET's nicht für vielleicht 0,1 W mehr Output riskieren.

3.3 Nach dem Abgleich kann man die Deckplatte aufschrauben. Das wird die Ausgangsleistung ein wenig ändern. Um etwaige Schwingneigung durch Gehäuseresonanzen zu dämpfen, empfiehlt sich die Anbringung von Ferrit-Absorbern im Deckel.

**KIT-Information:** Toshi has stated, that he will be able to deliver a kit with PCB and transistors for interested readers. Price will be 53.000 Yen registered air mail. Please ask Toshi for details.

**KIT-Information:** Toshi hat sich bereit erklärt, einen Kit bestehend aus PCB und den Transistoren an interessierte Amateure zu liefern. Der Preis beträgt 53000 Yen inclusive Porto für Luftpost und Einschreiben. Genaue Details sollten bei Toshi hinterfragt werden.

Figure 5/Bild 5: Bandwidth



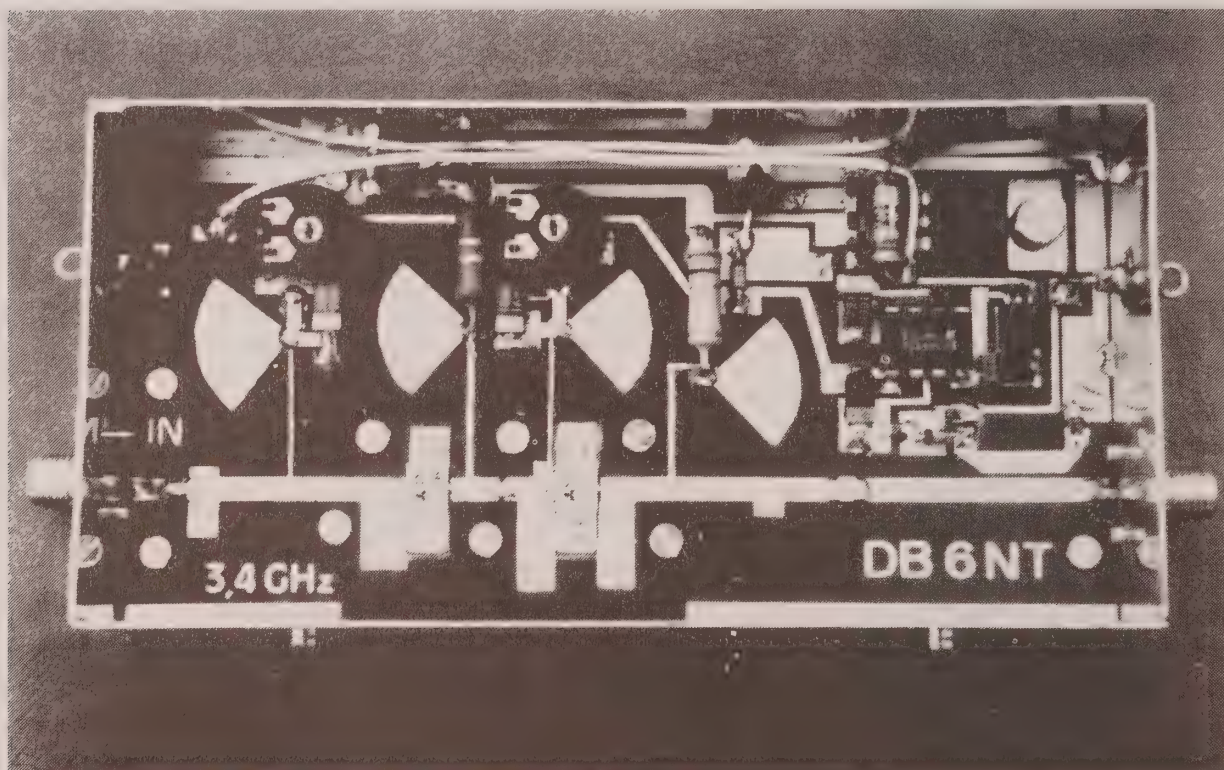


# High Power GaAs-FET Amplifiers for 9 cm

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

**Kurzfassung:** Wegen der gefallen Preise für Leistungs-GaAs-FET's können nun für das 9 cm Band Leistungsverstärker mit GaAs-FET's mit einer Ausgangsleistung von 3,5 W bzw. 7 W zu erschwinglichen Preisen gebaut werden. Damit existiert eine Alternative zu Röhrenverstärkern mit der YD1060.

**Abstract:** Because of falling prices of Power-GaAs-FET's high power GaAs-FET amplifiers for 9 cm are a real alternative to tube amplifiers (YD1060) even for amateur budgets. These amps provide linear output power to 3.5 W for the 2-stage model and up to 7 W for the 3-stage model. Saturation output powers are in excess of 5 W and 10 W respectively.



Bild/Figure 1: 3.5/5 W PA

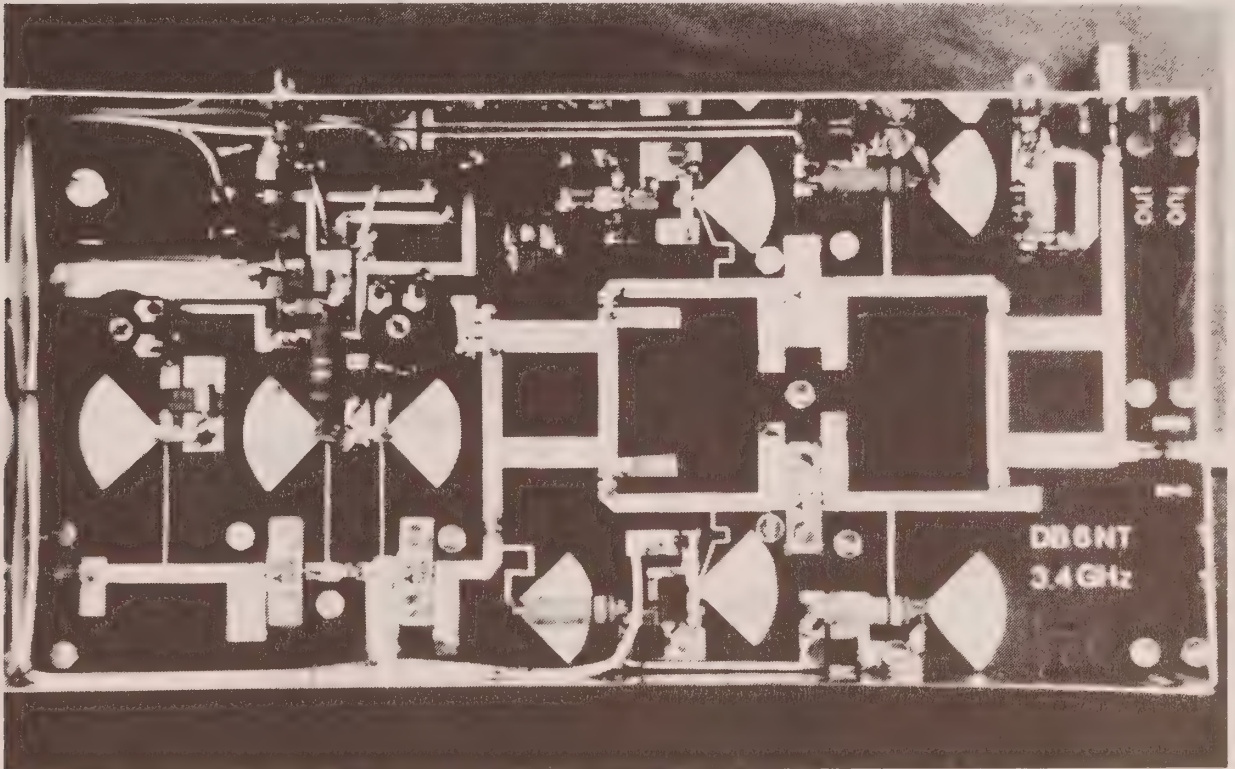
## 1. Design

Der 3.5 W Verstärker ist zweistufig und ist mit den Mitsubishi-FET's MGF0904 und MGF0905 ausgerüstet. Im Ausgang befindet sich ein Richtkoppler zur Kontrolle der Ausgangsleistung. Die Betriebs-



spannung kann im Bereich von 12 - 16 V liegen und wird durch einen 'Low-Drop' Regler LT1086 auf 9,5 V stabilisiert. Ein Spannungskonverter mit dem ICL7660 erzeugt die negative Vorspannung für die Gates. Durch eine Schutzschaltung mit dem BC546 wird die negative Spannung überwacht und im Ausfallzustand der LT1086 gesperrt, damit der Strom durch die GaAs-FET's begrenzt wird. Die Anpaßglieder für die Transistoren sind breitbandig in 'No-Tune'-Ausführung gestaltet.

Die 7 W Version besteht in dem ersten Teil aus den 2 Stufen der 3,5 W Version. Als Endstufe dient ein Paar von MGF0905, die über 90 ° Hybrid-Koppler im Ausgang und Eingang zusammengeschaltet werden. Damit sind beide Stufen voneinander isoliert und gegen gegenseitigen Ausfall geschützt.



Bild/Figure 2: 7/10 W PA

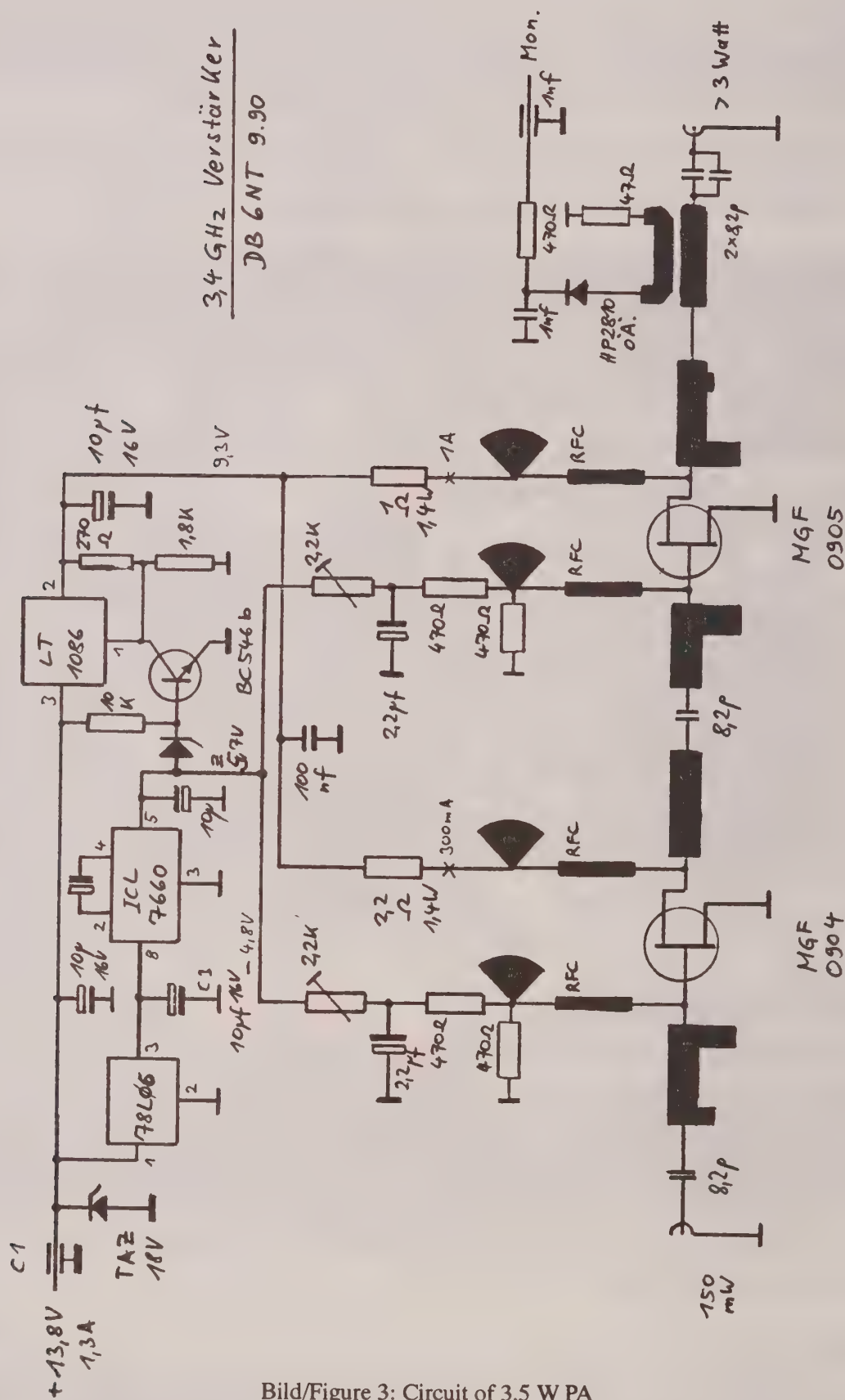
## 1. Design

The 3.5 W amplifier has two stages with the MGF0904 and the MGF0905 in the final stage. A directional coupler serves as an output power monitor. The supply voltage in the range of 12 - 16 V is stabilized to 9.5 V by an low drop regulator LT1086. A ICL7660 generates the negative voltage for the gates. A protection circuit cares for shut down of the B+ in case of failure. The matching circuits are made in microstripline and are broadband and no-tune.

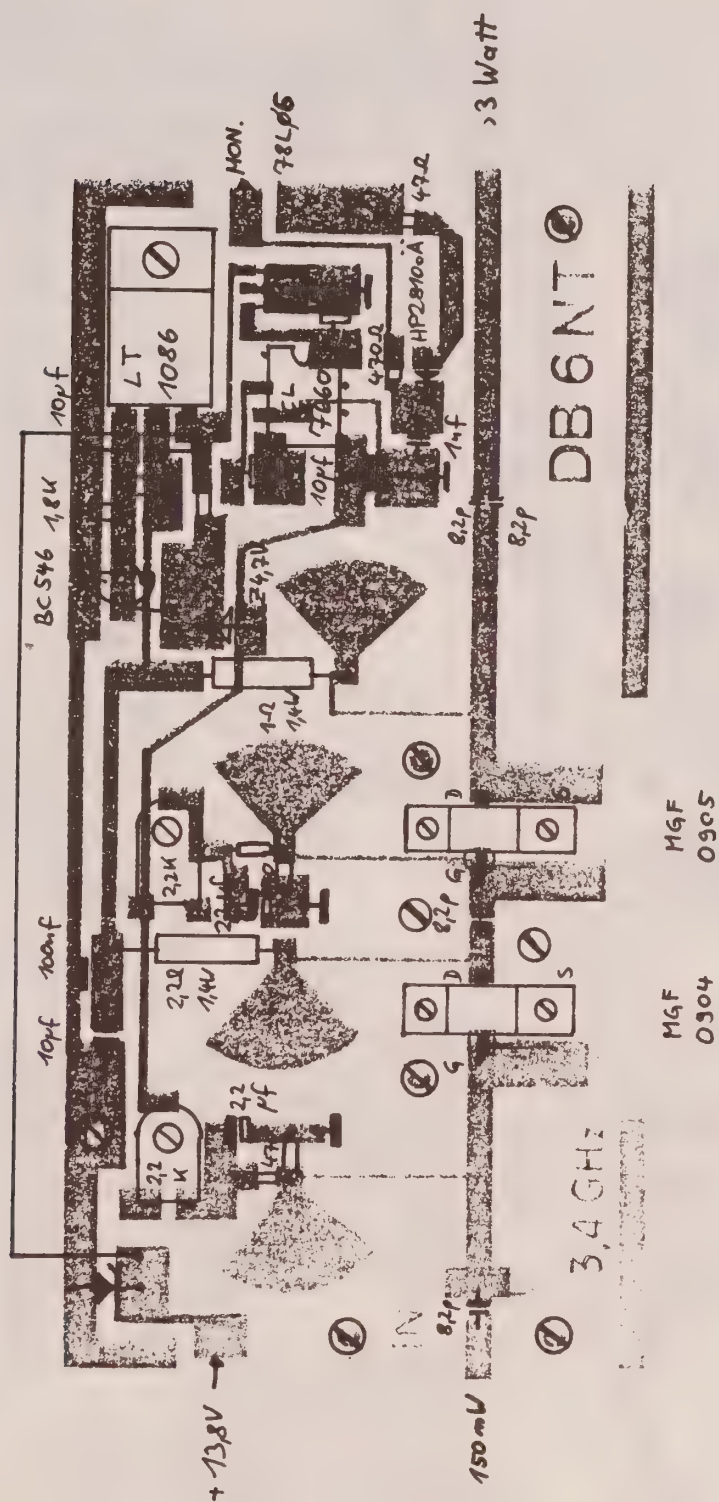
The 7 W PA is a three stage amp. The first two stages are identical to the 3.5 W version. The final stage is a pair of MGF0905's combined with 90 degree hybrids. Therefore the single stage is protected by the inherent isolation of the hybrids.

## 2. Aufbau

Die Teflonleiterplatte (ULTRALAM 2000) wird mittels M2 Schrauben auf eine 6 mm starke Aluminium-Platte montiert. Diese dient als mechanischer Träger und als Kühlkörper. Etwas Silberleitlack verbessert

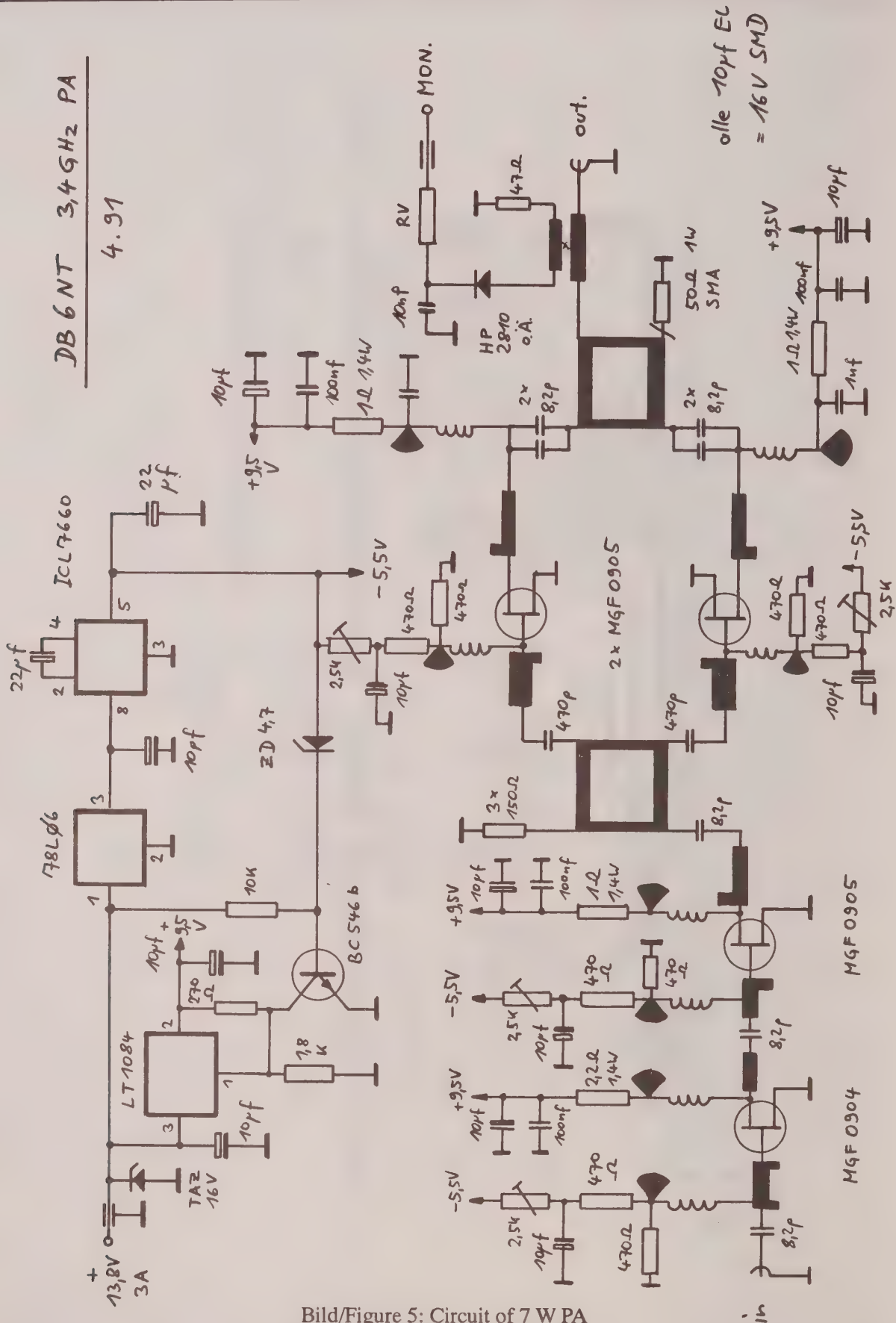


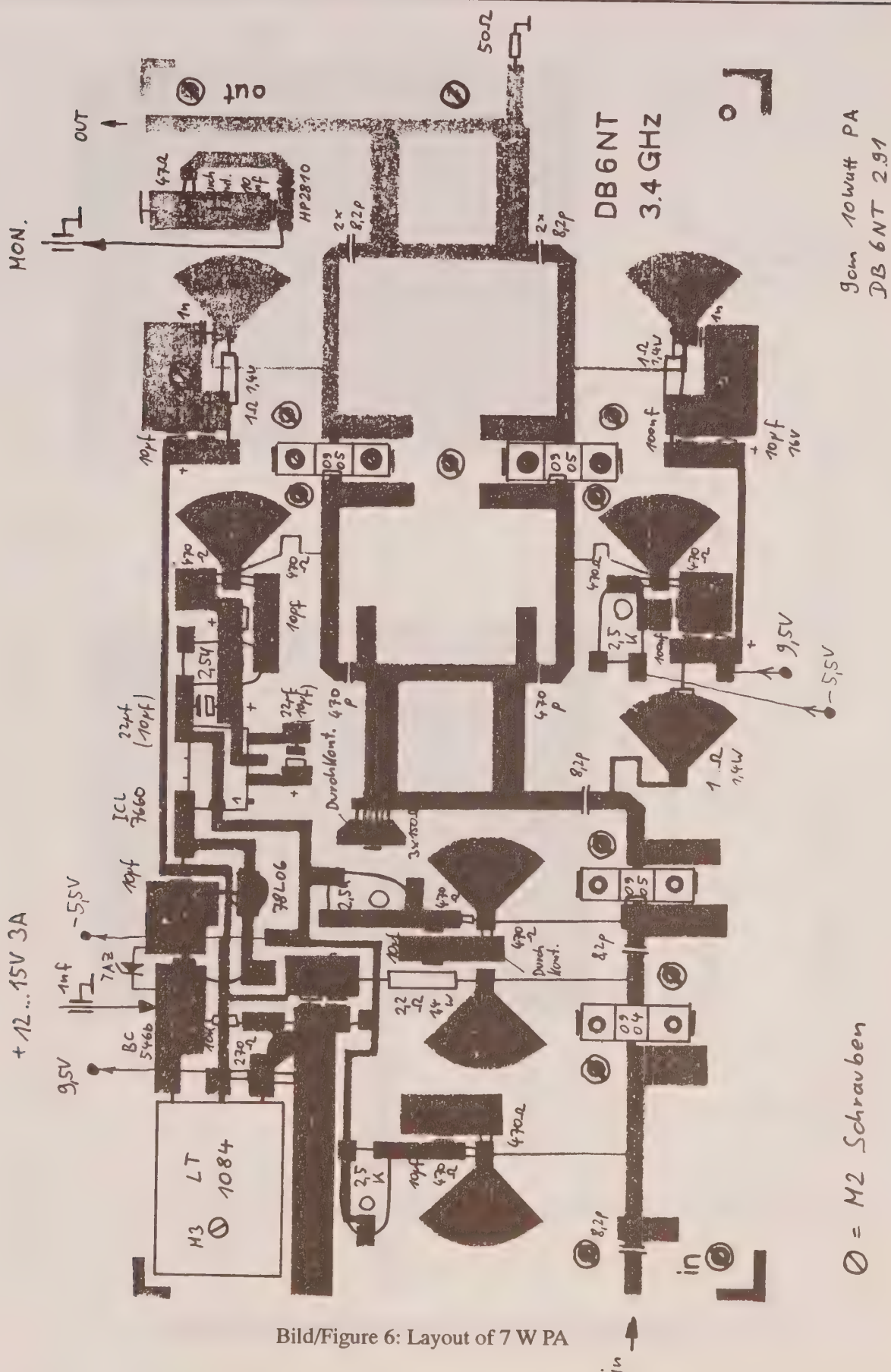
**Bild/Figure 3: Circuit of 3.5 W PA**



Bild/Figure 4: Layout of 3.5 W PA





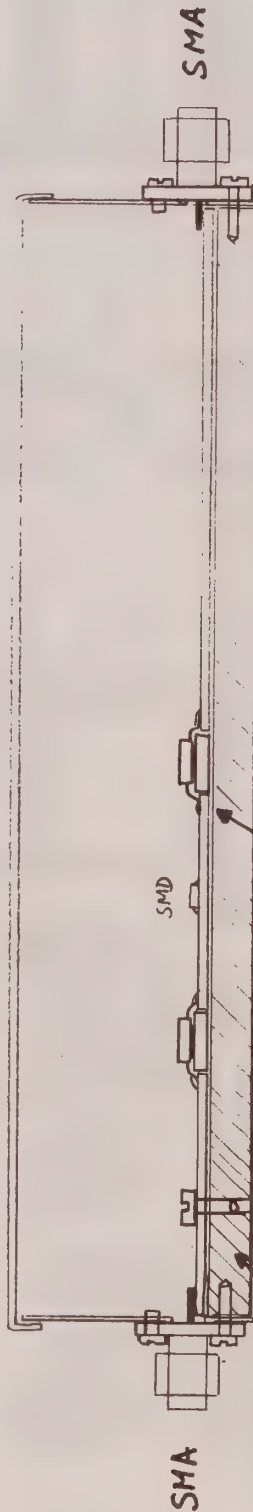


**Bild/Figure 6: Layout of 7 W PA**

9cm. FET. PA DB 6 NT 10.90

Leiterplatte und Transistoren an den vorgezeichneten Stellen  
mit der Aluplatte verschrauben. (M2 Gewinde in Aluplatte schneiden)

LT 1086 auf Glimmer!



Alle Schrauben M2!

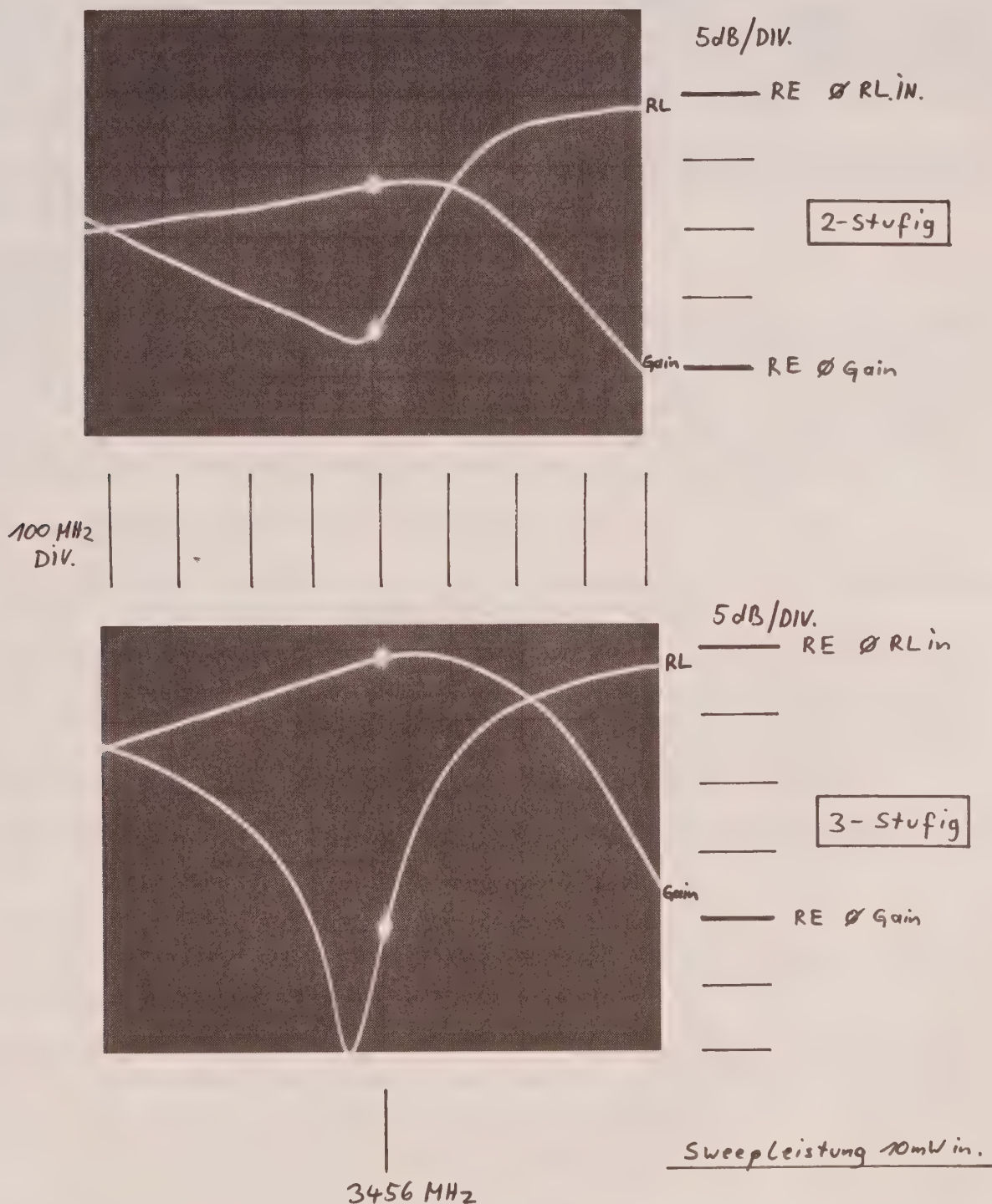
Silber leitlack zwischen  
Leiter- und Aluplatte geben.

Anschlußdraht zum  
Transistor MGF 090S (G.)  
von 0,8 auf 3mm verbreitern!

Aluplatte auf Chassis oder Kühlkörper verschrauben.

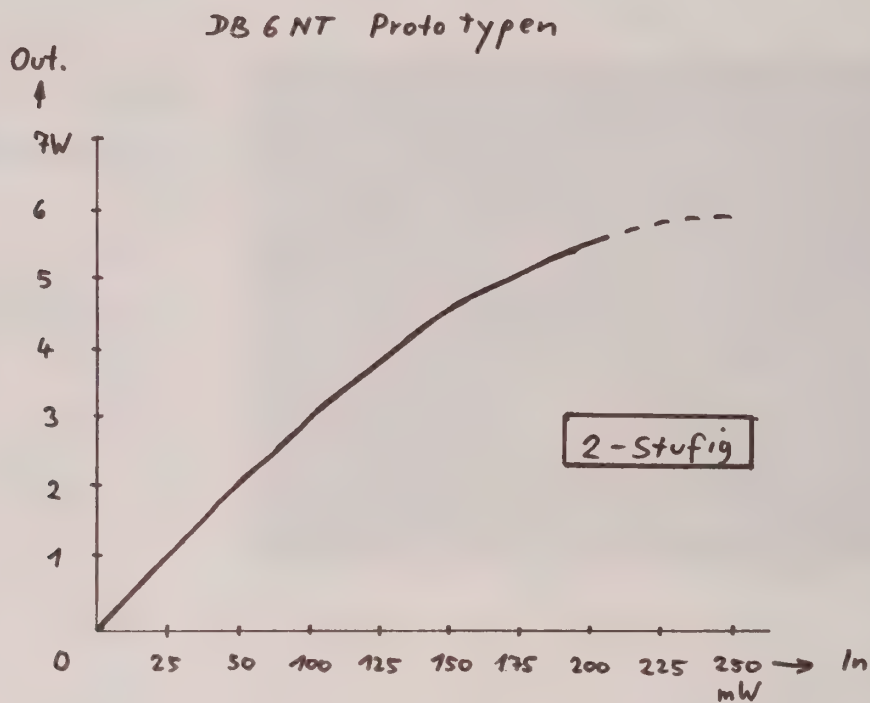
Bild/Figure 7: Mounting Details for PCB and GaAs-FET's



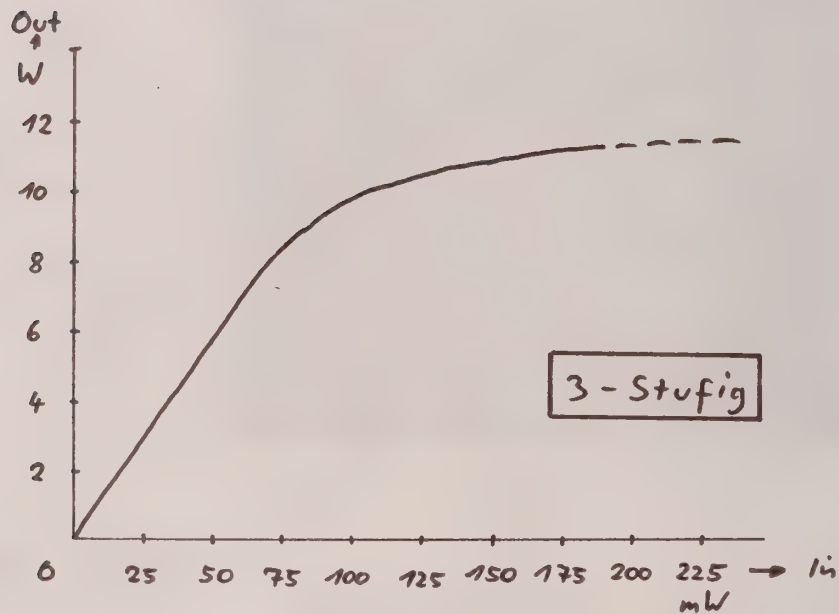


Messgeräte : HP 8620 - HP 8755 - HP 86241 - HP 11666 - HP 11664 - HP 182

Bild/Figure 8: Measurement Results for Gain and Input-RL



$f = 3456 \text{ MHz}$



Messgeräte: HP 8620 - HP 86241 - HP 435 - HP 8485

Bild/Figure 9: Measurement Results for Output Power

die Kontaktgabe zwischen Platine und Kühlkörper. Die Alu-Platte hat die gleichen Abmessungen wie ein Standard-Weißblechgehäuse, das mit M2 Schrauben an den Stirnflächen befestigt werden kann. Der Spannungsregler wird isoliert montiert. Da die Eingangsimpedanz der Transistoren sehr niederohmig ist, müssen die Gateanschlüsse auf dem kürzest möglichen Weg zur Platine geführt werden. Der beste Einbau geschieht durch Einfräsen von Vertiefungen in die Alu-Platte, so daß die Anschlüsse der FET's direkt auf der Leiterbahn enden.

Der Ruhestrom wird auf 0,2 - 0,3 A für den MGF0904 und 0,8 - 1 A für den MGF0905 eingestellt. Kleine Abstimmfähnchen können zur Feinabstimmung benutzt werden.

## 2. Construction

The PCB is made from Teflon (ULTRALAM2000). M2 screws fasten the PCB to a 6 mm thick plate of alumina, which serves as a heat sink and mounting plate for the FET's. Electrical contact can be improved by silver paste. A standard tinplate cabinet can be fitted around the mounting plate. The regulator has to be mounted in insulated fashion. The input impedance of the FET's has a very low value. That requires very short runs of the leads of the FET to the PCB. The best way to proceed is to machine small nuts into the mounting plate so the leads of the FET's fit directly onto the microstripline on the PCB.

## 3. Meßergebnisse

Bei dem zweistufigen Verstärker werden bei 180 mW Ansteuerung sicher 3,5 W Ausgangsleistung erreicht. Nach Optimierung kann eine Leistung von 5 W erwartet werden.

Der dreistufige Verstärker hat bei 100 mW Steuerleistung etwa 7 W Ausgangsleistung. Nach Feinabgleich können bis zu 10 W erreicht werden. Der Abgleich der Endstufe muß so erfolgen, daß beide FET's symmetrisch arbeiten. Das kann man am 'Fehlerport' des Hybrids, der mit 50Ω abgeschlossen ist, messen. Bei voller Symmetrie muß dort die Differenzleistung verschwinden. Gute Werte sind geringer als 100 mW. Der exakte Wert ist aber unkritisch und außerdem von dem VSWR der Last abhängig.

Die Schaltung arbeitet elektrisch stabil und ohne Schwingneigung. Beim Einbau in ein Gehäuse muß auf ausreichende Wärmeabfuhr geachtet werden.

## 3. Results

In the two-stage version output power is 3.5 W with 180 mW driving power. After finetuning an output power of 5 W is possible.

The three-stage version provides 7 W output power with 100 mW driving power. After finetuning an output power of 10 W is possible. Tuning of the FET-pair should be to even power distribution. This can be monitored at the 'error-port' of the hybrid. With good symmetrie difference power at this port should be below 100 mW. But that may be dependent on the VSWR of the load.

The circuit is electrically stable und without any tendency for oscillations. When mounting into a cabinet one should be aware of the great amount of heat to be dissipated.

## 4. Bezugsquellen

Die Leiterplatten sind bei N. Rödel, DG9NCL, Schwarzer Weg 8, W-8679 Oberkotzau, Tel.: 09286/6557 erhältlich.



# 4 W GaAs-FET Amplifier for 10 GHz

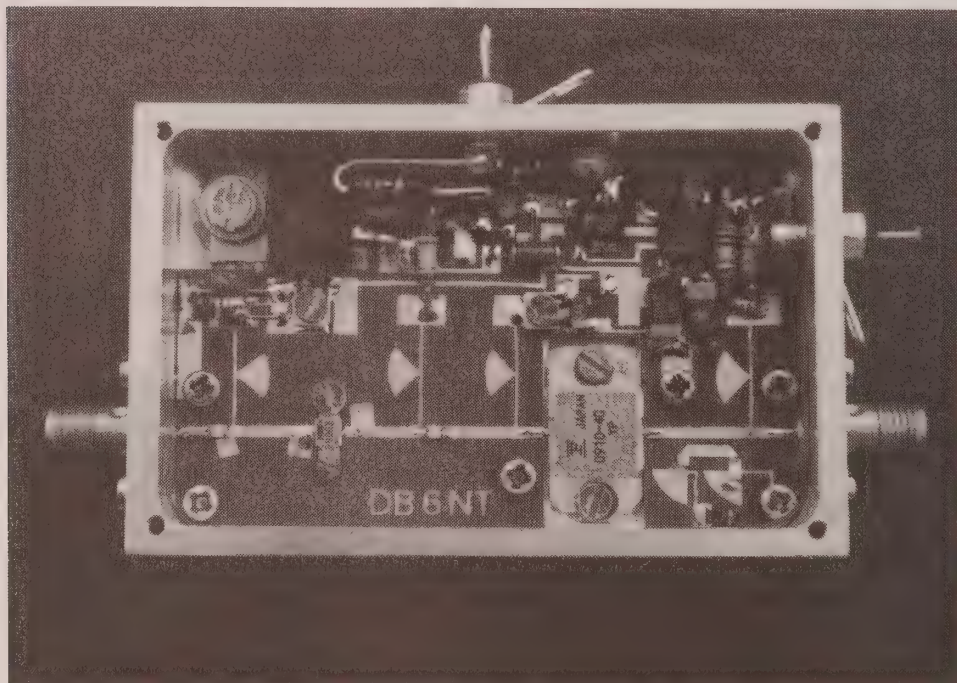
Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

## 1. Design

Der Verstärker ist zweistufig und liefert bei 100 mW Steuerleistung eine Ausgangsleistung von > 4 W. Die erste Stufe ist mit einem NE9002-75 bestückt, der ca. 600 mW an die 2. Stufe liefert. Alternativ könnte hier auch ein Fujitsu FLX 102MH-12 eingesetzt werden. Die zweite Stufe arbeitet mit dem Fujitsu FLM 0910-4C, der intern schon auf 50 Ohm angepaßt ist. Eine Sicherungsschaltung begrenzt den Strom bei Ausfall der negativen Spannung. Die Ausgangsleistung wird mit einem Richtkoppler und angeschaltetem HF-Gleichrichter mit der SMD-Schottky-Diode BAT14-98 gemessen.

## 1. Design

The two stage power amp uses the NE 9002-75 in the first and the Fujitsu FLM 0910-4C in the final stage. It provides more than 4 W output with 100 mW drive. Alternatively the Fujitsu FLX 102MH-12 could be used for the first stage, which provides even more power than the NE 9002. The FLM 0910-4C is internally matched to 50 Ohms. A fail safe circuit provides power shutdown in case of failure of the negative gate voltage. Output power is sampled by an integrated directional coupler and a SMD-Schottky-Diode BAT14-98.



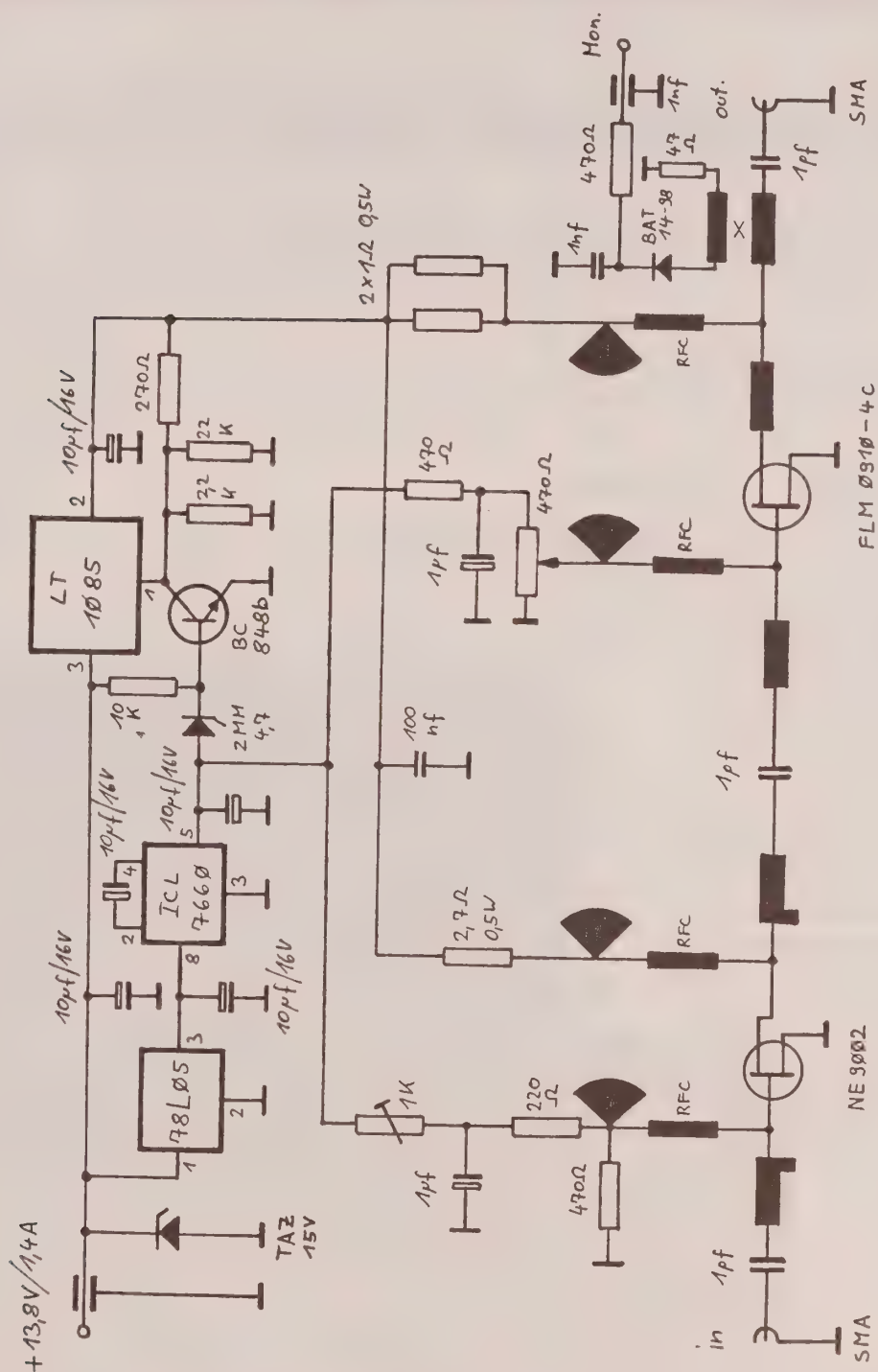
Bild/Figure 1: 4 W Amplifier for 10 GHz

## 2. Aufbau und Abgleich

Die gedr. Schaltung (RT5870 Duroid) wird mit Silberleitlack und M2 Schrauben im gefrästen Alu-Gehäuse montiert. Als Anschlußbuchsen dienen SMA-Buchsen für Stripline-Übergang mit 3 mm Teflonkragen. Die FET's müssen in eingefräste Nuten eingelassen werden, damit die Anschlüsse mit der Platine fluchten.

ten. Die Koppelkondensatoren sind einfache 1 pF SMD-Chips, Bauform 0807. DICAP-C's bringen keine besseren Ergebnisse!

# 10 GHz - 4 Watt GaAs FET Verstärker DB 6 NT 6.91

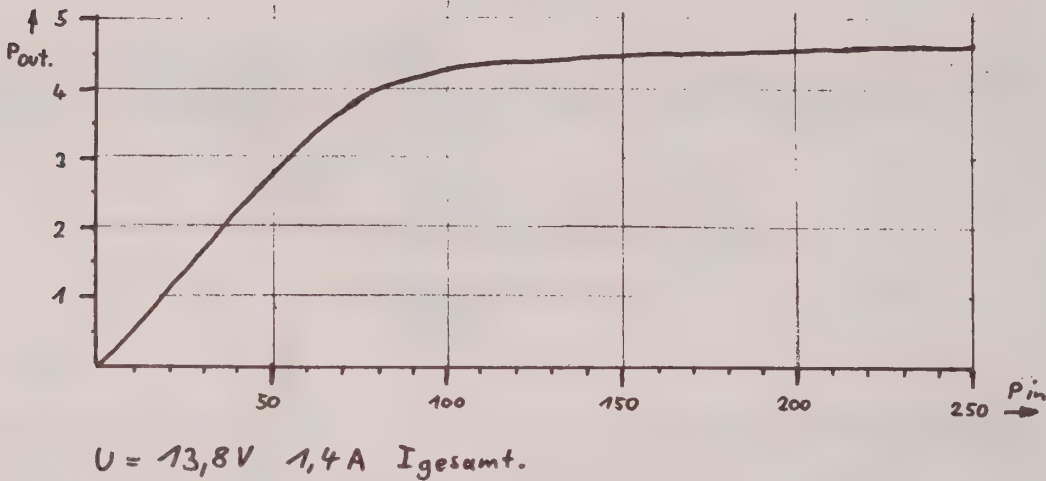


Bild/Figure 2: Circuit of 4 W/10GHz Amplifier

Zum Abgleich werden bei einer Spannung von 10 V die Ruhestrome auf 300mA bzw. 800 mA eingestellt. Da der Endtransistor intern angepaßt ist, wird nur die Treiberstufe mit Abstimmfahnen auf maximale Ausgangsleistung abgestimmt.

## 2. Construction and Tuning

The PCB (RT5870 Duroid) has to be mounted into the machined aluminum cabinet with M2 screws and some silver paste. For the FET's it's necessary to provide nuts to allow for flushing of the leads to the top



Bild/Figure 3: Pout versus Pin

of the PCB. The connectors are SMA-Strip line variety with a 3 mm PTFE insulator. The coupling caps are simple SMD-type (0807). Expensive Chips like D I C A D

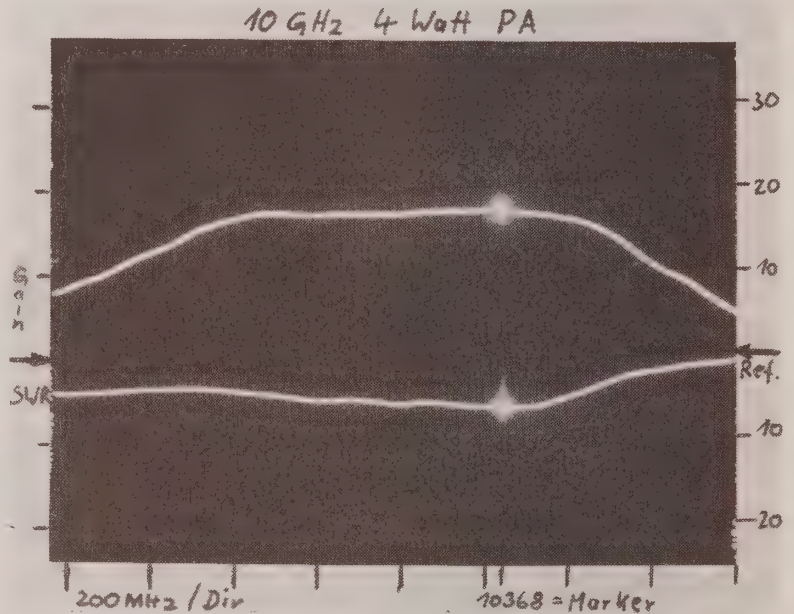
don't provide better results. The aluminum cabinet has to be mounted onto a heatsink with sufficient heat capacity.

### 3. Meßergebnisse

Der Verstärker ist sowohl elektrisch als auch thermisch stabil. Selbst bei offenem Eingang kann keine Schwingneigung beobachtet werden. Die Ausgangsleistung ist mehr als 4 W bei einer Verstärkung von ca. 17 dB. Der Frequenzgang ist flach von 10 - 10,5 GHz. Die Sättigungsleistung ist typisch 4,6 W.

### 3. Results

The amp is very stable both



Bild/Figure 4: Gain versus F

| GAAS FET TEST DATA |                       |  |  |       |      |
|--------------------|-----------------------|--|--|-------|------|
| TYPE:              | FLM0910-4C            |  |  |       |      |
| LOT:               | 57CYR01               |  |  | S-No: | 1071 |
| VDS                | 10 V                  |  |  | Rth   | 5.5  |
| VG(OC)             | -1.19 V               |  |  |       |      |
| Id(RF)             | 1150 mA               |  |  | C/W   |      |
| Freq.              | 9.5 10.0 10.5 GHz     |  |  |       |      |
| P1dB               | 36.13 36.16 35.06 dBm |  |  |       |      |
| G1dB               | 7.31 8.74 7.34 dB     |  |  |       |      |

RF TEST measured by Ids:const

Bild/Figure 5: FLM0910 Test Data

from electrical and thermal points of view. No oscillation could be observed even with open input. Output power is in excess of 4 W and has a saturation value of 4.6 W. Gain is very flat from 10.0 to 10.5 GHz and is ca. 17 dB.

### 4. Teile/Parts

Der Preis des FLM0910-4C beträgt/Price of FLM0910-4C is DM 1400. Contact M. Kuhne, DB6NT, for ready made units or parts.



# 8 W GaAs-FET Amplifier for 6cm

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

## 1. Design

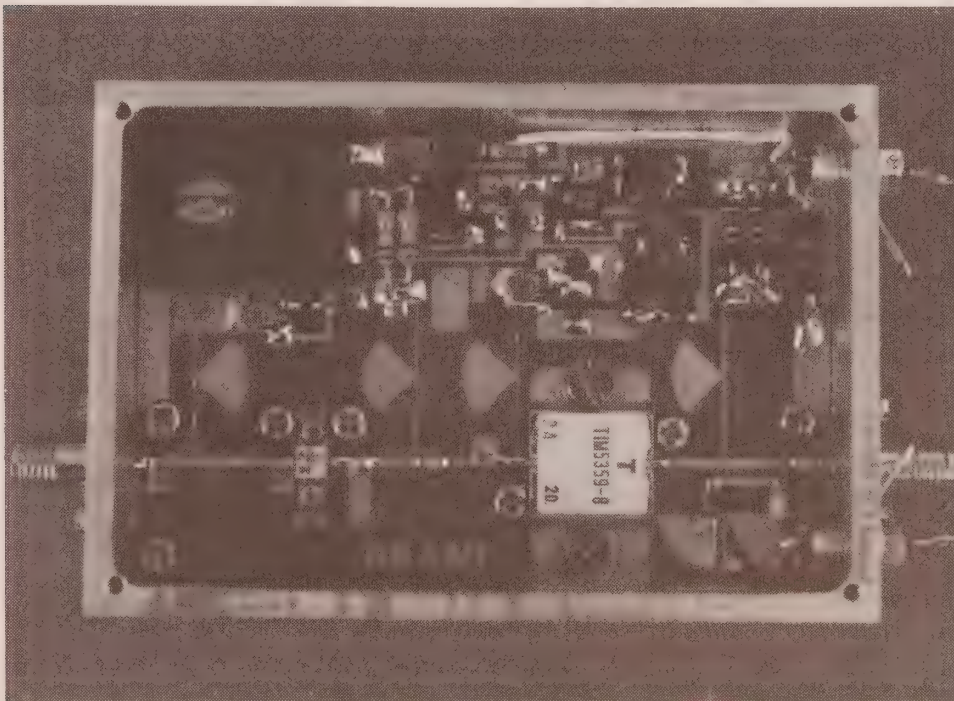
Der Verstärker ist zweistufig und liefert bei 120 mW Steuerleistung eine Ausgangsleistung von > 8 W. Die erste Stufe ist mit einem FLC253MH-6 bestückt. Die zweite Stufe arbeitet mit dem TOSHIBA TIM5359-8, der intern schon auf 50 Ohm angepaßt ist. Eine Sicherungsschaltung begrenzt den Strom bei Ausfall der negativen Spannung. Die Ausgangsleistung wird mit einem Richtkoppler und angeschaltetem HF-Gleichrichter mit der Schottky-Diode BA481 gemessen.

## 1. Design

The two stage power amp uses the FLC253MH-6 in the first and the TOSHIBA TIM5359-8 in the final stage. It provides more than 8 W output with 120 mW drive. The TIM5359-8 is internally matched to 50 Ohms. A fail safe circuit provides power shutdown in case of failure of the negative gate voltage. Output power is sampled by an integrated directional coupler and a Schottky-Diode BA481.

## 2. Aufbau und Abgleich

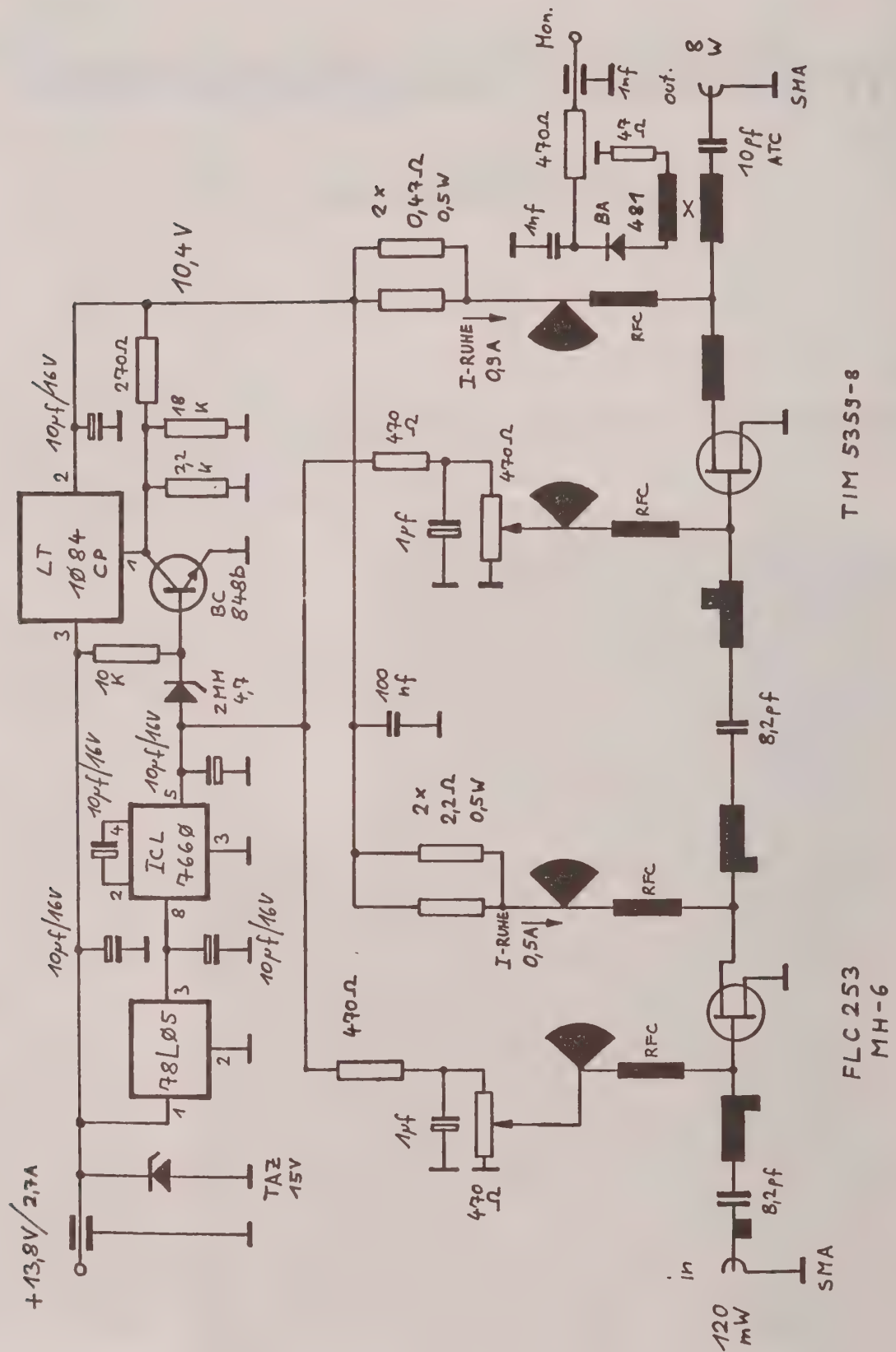
Die gedr. Schaltung (0.5 mm RT5870 Duroid) wird mit Silberleitlack und M2 Schrauben im gefrästen



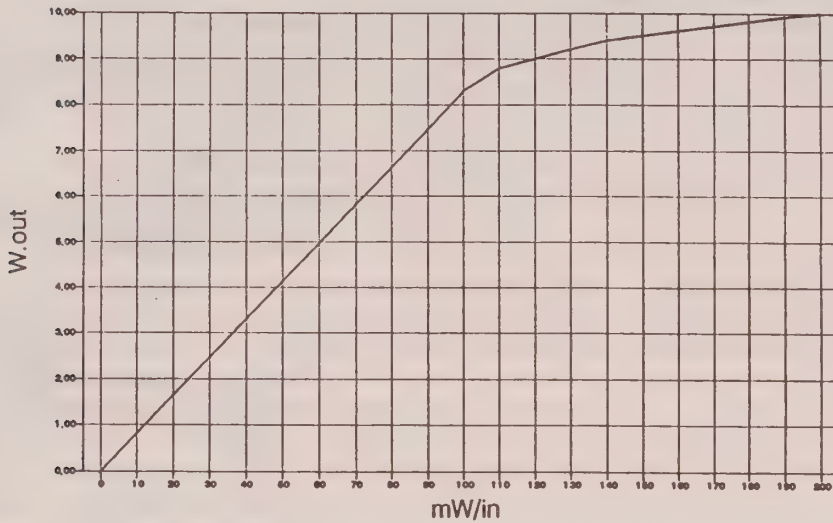
Bild/Figure 1: 8 W Amplifier for 6cm

Alu-Gehäuse montiert. Als Anschlußbuchsen dienen SMA-Buchsen für Stripline-Übergang mit 3 mm Teflonkragen. Die FET's müssen in eingefräste Nuten eingelassen werden, damit die Anschlüsse mit der Platine fluchten. Die Koppelkondensatoren sind einfache 8,2pF SMD-Chips, Bauform 0807.

Zum Abgleich werden bei einer Spannung von 10 V die Ruhestrome auf



Bild/Figure 2: Circuit of 8 W/6cm Amplifier



Bild/Figure 3: Pout versus Pin

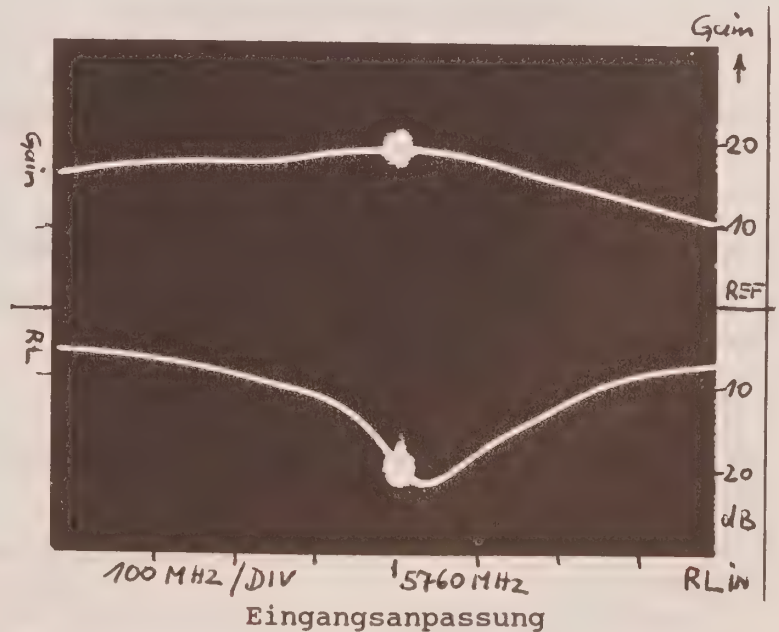
The connectors are SMA-Stripline variety with a 3 mm PTFE insulator. The coupling caps are simple SMD-type (0807). The aluminum cabinet has to be mounted onto a heatsink with sufficient heat capacity.

### 3. Meßergebnisse

Der Verstärker ist sowohl elektrisch als auch thermisch stabil. Selbst bei offenem Eingang kann keine Schwingneigung beobachtet werden. Die Ausgangsleistung ist mehr als 8 W bei einer Verstärkung von ca. 19 dB. Der Frequenzgang ist flach von 5,4 - 5,8GHz (Bild 4). Die Sättigungsleistung ist typisch 10W (Bild 3).

### 3. Results

The amp is very stable both from electrical and thermal points of view. No oscillation could be observed even with open input. Output power is in excess of 8W and has a saturation value of 10W (Fig. 3). Gain is flat from 5.4 to 5.8GHz and is about 19 dB (Fig. 4).



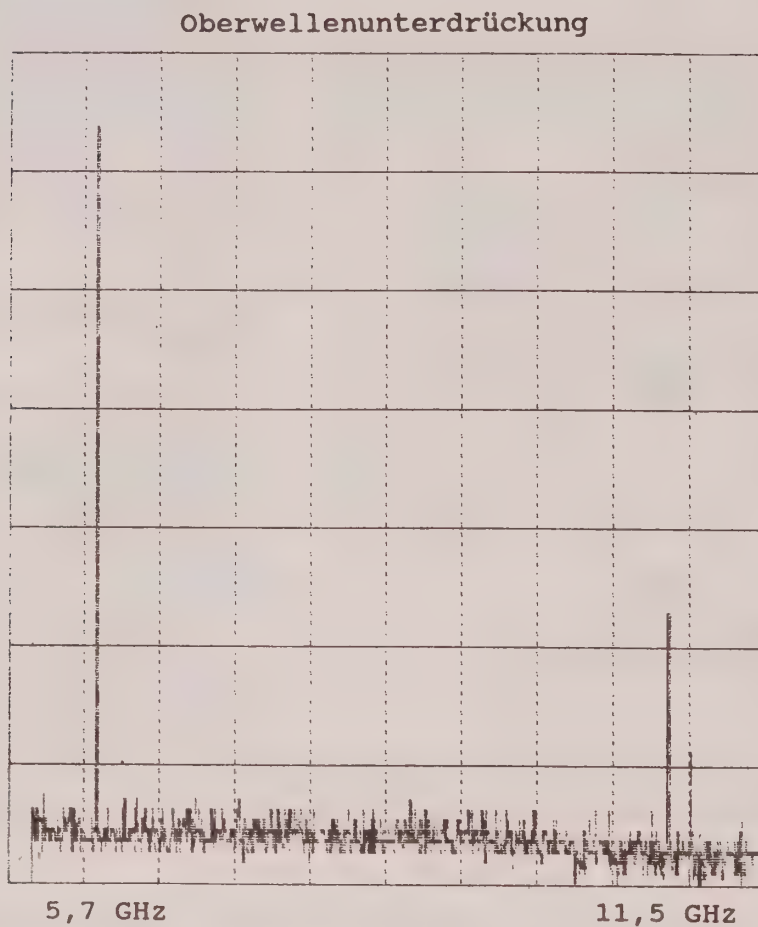
Bild/Figure 4: Gain versus F

500mA bzw. 900 mA eingestellt. Da der Endtransistor intern angepaßt ist, wird nur die Treiberstufe mit Abstimmfahnen auf maximale Verstärkung abgestimmt.

### 2. Construction and Tuning

The PCB (0.5mm RT5870 Duroid) has to be mounted into the machined aluminum cabinet with M2 screws and some silver paste. For the FET's it's necessary to provide nuts to allow for flushing of the leads to the top of the PCB.





### Bild/Figure 5: Harmonic Suppression

## 4. Teile/Parts

## PCB: From DB6NT

**FETs: FLC253MH-6 from  
MELATRONIK, Tel.:  
089/3104076**

**TIM5359-8 from TRICOM,  
Tel. 08161/86066**

# Nachtrag zum 10GHz Transverter DUBUS 1/1991

1. Der im Schaltplan eingezeichnete Kondensator am Schleifer des 10k Potis ist nicht in jedem Layout berücksichtigt. Der Einbau des Kondensators ist unbedingt erforderlich, um Schwingneigung zu vermeiden

## 2. 200mW Verstärker 2/1991

Die im Richtkoppler verwendete Diode BAT14 kann durch eine BAT15-98 ersetzt werden.

### 3. Leiterplatten sind von Dirk

Fischer, Neuer Graben 83, 4600 Dortmund 1, Tel.: 0231-105752 erhältlich

## Change Notes for 10GHz Transverter (DUBUS 1/1991)

1. The 1nF cap, which is shown in the circuit diagram at the center of the 10k pot has to be fitted even if there is no place for it in some layouts. This is important.
2. 200mW PA (DUBUS 2(1991)).

The diode BAT14 which is used in the directional coupler can be exchanged with a low cost diode BAT15-98.

3. PCBs and MKU-55 can be ordered from Dirk Fischer, Neuer Graben 83, 4600 Dortmund 1, Tel.: 0231-105752.

## Low Cost - High Performance Mixer up to 2500 MHz

by Peter Riml, OE 9 PMJ, Marktstr. 33 A-6971 Hard

E.: This mixer design is a high level, wide band version using 8 diodes (if possible selected) and 5 transformers. All components are mounted on a small 1.6mm Epoxy PC-board. Its performance looks very similar to a SRA11H (MCL).

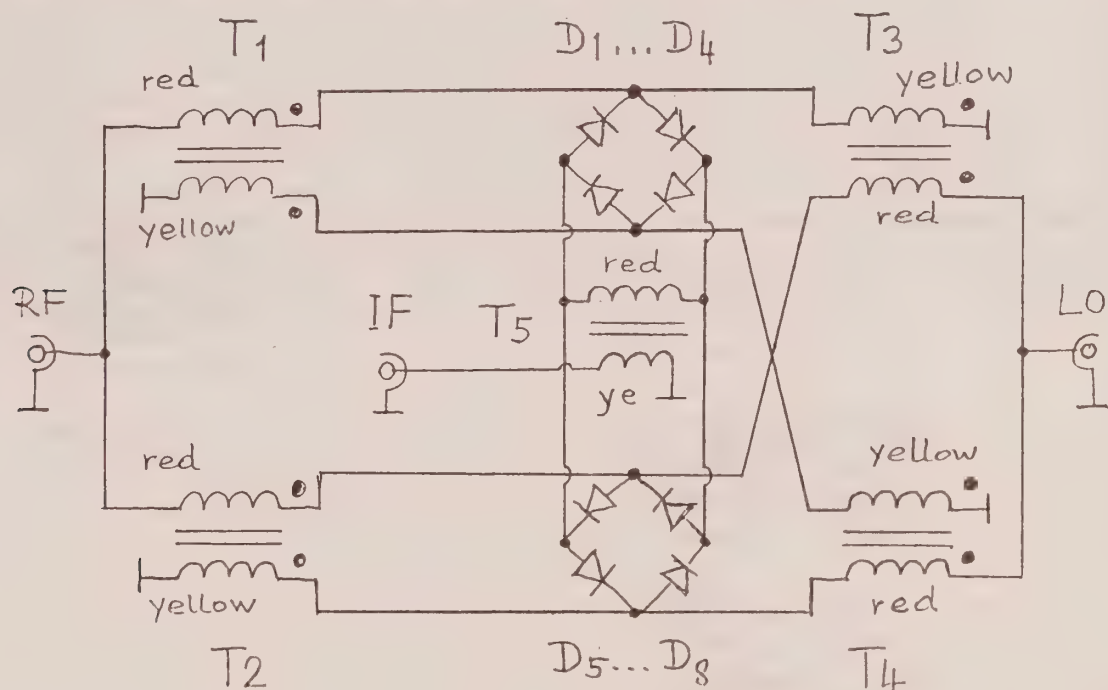
On 1.3 GHz using 50mW LO (1152 MHz) and IF 50mW (144 MHz) it shows a RF output power of 3mW on 1296 MHz (passed a filter). On RX application on this band its conversion loss is abt. 7dB.

A kit including 5 ferrite binoculars, pc-board and 8 selected BA481 is available for DM 35,-- from OE9PMJ (address above), ask also Kuenag, Box 27, FL-9486 Schaanwald or DB3UU, Karl Himmler, Scheffelweg 2, D-6805 Heddesheim.

D.: Dieser Mischer ist als Hochstrom- Breitbandtyp mit 8 möglichst ausgesuchten Dioden und 5 Transformatoren konzipiert. Alle Teile befinden sich auf einer kleinen 1.5mm starken Epoxyplatine. Von den technischen Daten ist er vergleichbar mit dem SRA11H von MCL.

Bei einer LO Eingangsleistung von 50mW auf 1152 MHz und einer ZF-Eingangsleistung von 50mW bei 144 MHz, erhält man 3mW Ausgangsleistung bei 1296 MHz am RF-Port (mit nachgeschaltetem Filter). Bei Einsatz als Empfangsmischer beträgt die Durchgangsdämpfung etwa 7 dB.

Ein Bausatz mit 5 Ferrittrafos, Platine und 8 ausgesuchten Dioden sind für DM 35,-- bei OE9PMJ (Adresse in der Überschrift) oder bei den im englischen Text oberhalb aufgeführten Adressen erhältlich.



\* (indicates phasing)

D1....8 BA481 (Philips), HP5082-2817

T1....5 Ferrite binocular AMIDON BN-61-2302

Windings: wire AWG35 (abt. Ø.15mm)

T1...T4 1½ turns bifilar on 1 to 2.5 GHz RF, LO.

2½ turns bifilar on 0.3 to 1 GHz RF, LO.

3½ turns bifilar below 300 MHz RF, LO.

T5 yellow 3 turns up to 100 MHz, 2 turns below

red 5 turns up to 100 MHz, 3 turns below

Required LO Power:

15...20dBm

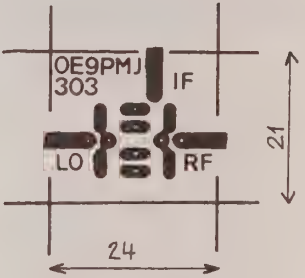
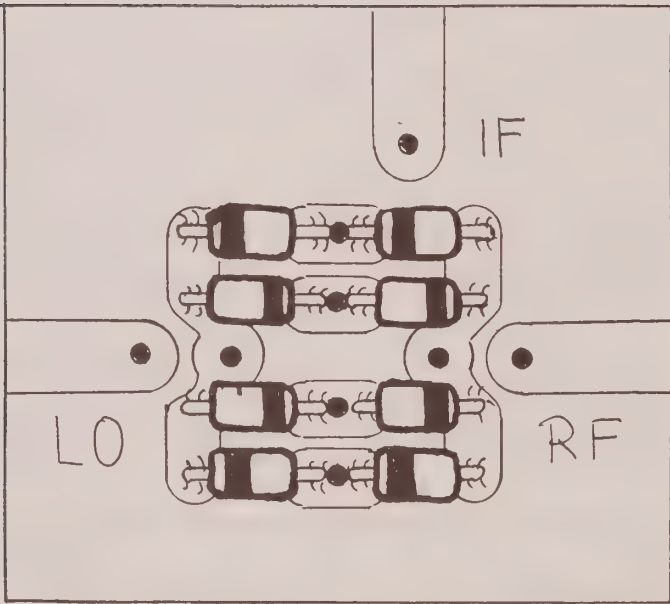
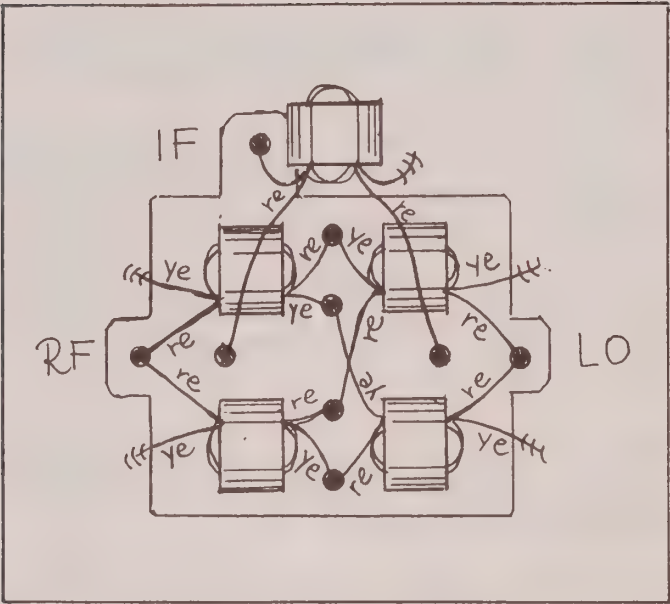
Conversion loss:

5...10dB

Isolation LO-RF/IF:

typ. 30dB on 1.3GHz.

Wiring of transformers and pcb - Verdrahtung der Trafos auf der Platine





---

## Seitenbandrauschen bei Amateurfunkstationen

von DL 7 QY

Wer kennt die Situation nicht: Man ist im QSO mit einer DX-Station, gibt RST 41, hat den letzten Buchstaben vom QTH-Kenner auch nach dem dritten Mal noch nicht ok und dann - S-Meter auf S7 - Rauschen! Ein benachbarter OM ruft CQ.

Obwohl dieser Aufsatz nichts an den Zuständen ändern wird, möchte ich versuchen, die Ursachen transparenter zu machen. Im Anhang sind die Rauschseitenbänder einiger VHF-UHF Transceiver dargestellt. Sollte Ihr Gerät nicht darunter sein, bin ich gerne bereit in einer der nächsten DUBUS-Ausgaben eine Ergänzung zu bringen. Die zu messenden Geräte brauchen nicht zerlegt zu werden, und die Messungen dauern etwa 5 Minuten. Es müssen nur Geräte zur Verfügung gestellt werden. Persönlich habe ich besonderes Interesse folgende Geräte noch zu messen: Braun SE400(600), Trio TS700, ICOM IC201, G&G 2G70b und Semco Terzo und Roto. Wenn Sie eines dieser Geräte besitzen, würde ich mich für die Zurverfügungstellung für ein paar Tage, natürlich gegen Versandkostenenerstattung, freuen. Andere,

nicht aufgeführte Typen sind natürlich zur Aufnahme in die Meßergebnis-Statistik genauso willkommen. Aus den bisherigen Meßergebnissen läßt sich erkennen, daß zwischen Synthesizer- Transceivern und VFO- Transceivern Unterschiede in der produzierten Seitenbandrauschleistung zwischen 25 bis über 40 dB (10000fach!) existieren. Unter den bereits vermessenen Geräten ist hervorzuheben, daß auf der einen Seite der vielverbreitete Duobandtransceiver TS770E von Trio ein elender Rauschgenerator ist, und das "portabel-Gerät" IC202 oder IC402 (70cm-Version) sich aufgrund seiner guten Seitenbandrauschleistungen besser als Feststation eignen würde. Zuletzt genanntes Gerät produziert mit einer nachgeschalteten 100W-Endstufe immer noch weit weniger Seitenbandrauschen als der TS770E mit nur 10W, ohne nachgeschalteter PA! Gerade diesen Vergleich -TS770E/IC202- möchte ich mit einem Berechnungsbeispiel aus der Praxis belegen. Zur Ausgangsbasis: Der TS770E benutzt zur Frequenzaufbereitung einen Synthesizer gesteuerten Oszillator. Das IC202 dagegen einen gezogenen Quarzoszillator. Hinter dem TS770E ist eine 10dB verstärkende PA geschaltet, Ausgangsleistung 100W HF. Hinter das IC202 ist eine 17dB verstärkende PA geschaltet, auch 100W HF. Beide Geräte senden auf 144.200 MHz und sind im weiteren Text mit Station A bezeichnet. Station B empfängt nur auf der Frequenz 144.300 MHz also 100 kHz höher. Um die Berechnungen nicht unnötig zu komplizieren nehmen wir an, Station A und Station B benutzen Rundstrahlantennen mit einem Gewinn von 0dBi (Richtantennen mit deren Strahlungscharakteristik und Richtungen müssen von dieser Basisdarstellung natürlich in der Praxis mit einbezogen werden).

In unserem Beispiel nehmen wir an, die Stationen A und B sind 5km voneinander entfernt - Sichtbedingungen. Die Sendeleistungen betragen bei der Station A jeweils 100W HF auf 144.200 MHz. Was hört Station B auf 144.300 MHz (also 100 kHz höher)?

Zu Station A1): TS770E mit 100W PA produziert in 100 kHz Abstand eine Einseitenbandrauschleistung von  $-108\text{dBc/Hz}$ , das entspricht bei einer 3-kHz Bandbreite einer Rauschleistung von  $(1\text{Hz}/3\text{kHz}=\text{ca. } 33\text{dB}) = -75\text{dBc}$ . Die Rauschleistung beträgt somit bei 10W Ausgangsleistung  $(+40\text{dBm} - 75\text{dB}) = -35\text{dBm}$ . Auf 100W verstärkt, ergibt sich die endgültige Rauschleistung von  $(-35\text{dBm} + 10\text{dB}) = -25\text{dBm}$ .

Zu Station A2): IC202 mit 100W PA produziert in 100 kHz Abstand eine Einseitenbandrauschleistung von  $-131\text{dBc/Hz}$ , das entspricht, bei einer 3-kHz Bandbreite, einer Rauschleistung von  $(1\text{Hz}/3\text{kHz}=\text{ca. } 33\text{dB}) = -98\text{dBc}$ . Die Rauschleistung beträgt somit bei 2W Ausgangsleistung  $(+33\text{dBm} - 98\text{dB}) = -65\text{dBm}$ . Auf 100W verstärkt, ergibt sich die endgültige Rauschleistung von  $(-65\text{dBm} + 17\text{dB}) = -48\text{dBm}$ .

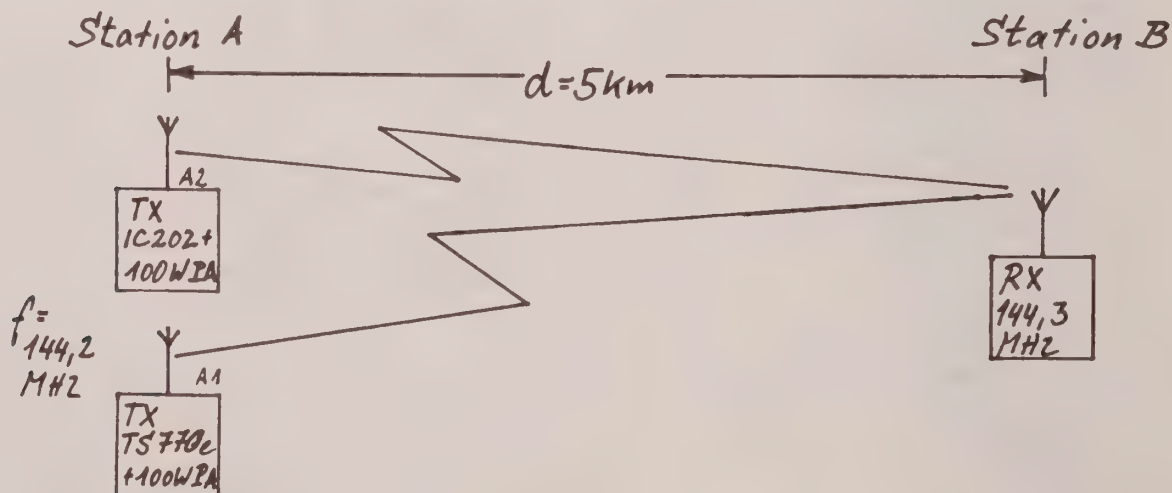


Bild 2



Nun können wir die Freiraumstreckendämpfung wie folgt berechnen:

$$A \text{ (dB)} = 82 + 20 \log \frac{d \text{ (km)}}{\frac{300}{f \text{ (MHz)}}}$$

OK

Bei 5 km Entfernung ergibt sich auf 144.2 MHz eine Streckendämpfung von etwa 89dB. Nehmen wir bei der Station B eine heute übliche Empfängerempfindlichkeit von  $nF=5\text{dB}$  an, dann liegt der von der eigenen Vorstufe produzierte Rauschpegel bei etwa -136dBm.

**Station A1)** schaltet ein (**TS770E + 100W PA**) auf 144.200 MHz. Was hört Station B auf 144.300 MHz: **22dB Rauschen (fast S5!)**

Wie kommt dieser Wert zustande: Es werden (siehe oben) -25dBm Rauschleistung auf 144.300 MHz produziert. Abzüglich der Streckendämpfung von etwa 89dB beträgt die Rauschleistung, die bei Station B empfangen wird noch -114dBm, das sind 22dB über der eigenen Empfängerempfindlichkeit.

**Station A2)** schaltet ein (**IC202 + 100W PA**) auf 144.200 MHz. Was hört Station B auf 144.300 MHz: **Nichts**, außer dem eigenen Empfängerrauschen!

Wie kommt diese Ergebnis zustande: Es werden bei Station A -48dBm Rauschleistung auf 144.300 MHz produziert. Abzüglich der Streckendämpfung von 89dB beträgt die Rauschleistung, die bei Station B empfangen wird noch -137dBm, das ist 1dB unter der eigenen Empfängerempfindlichkeit.

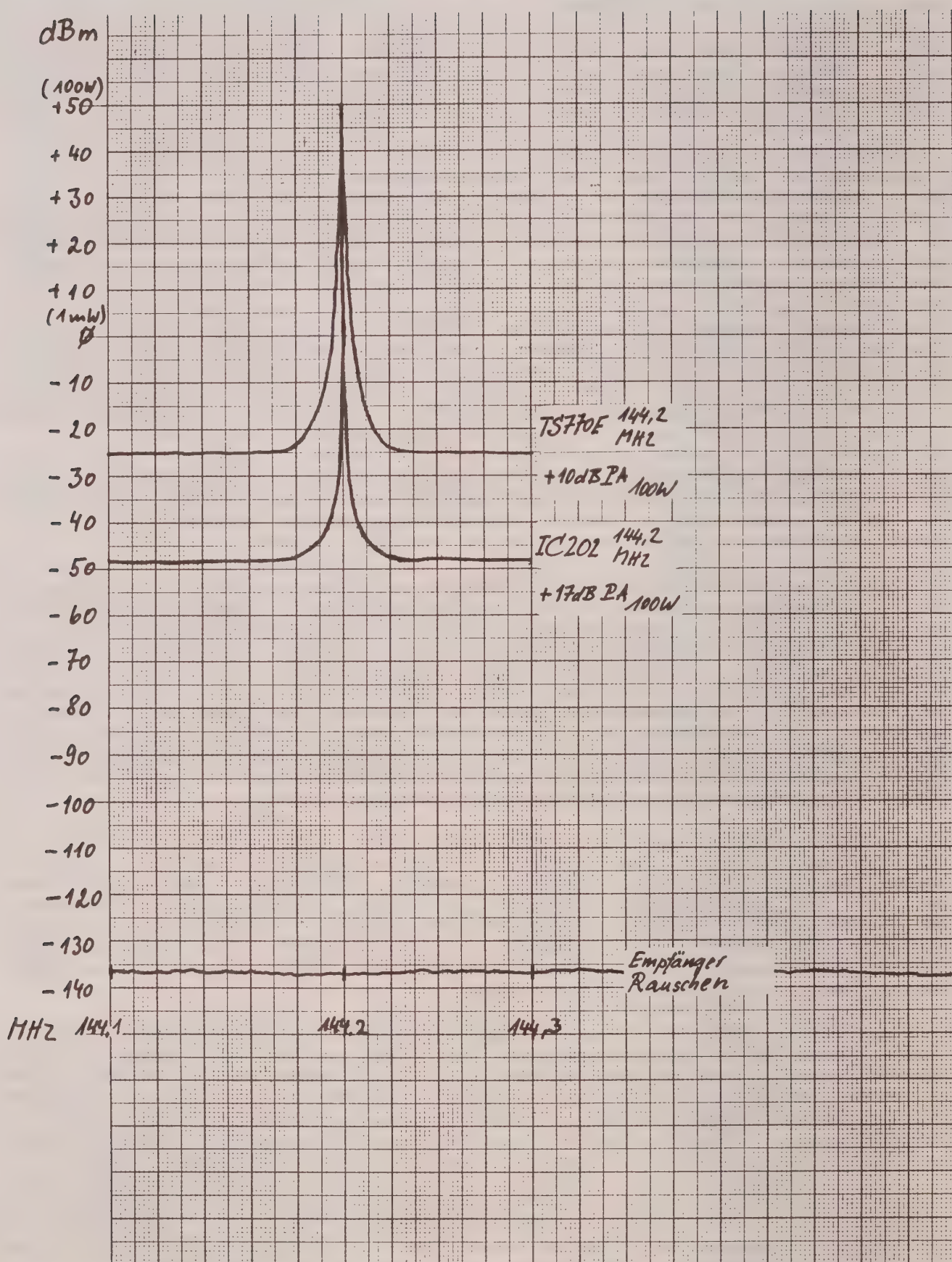
Auf dem 70cm Band verhält sich die Sachlage etwa analog zu 2m, mit dem Unterschied, daß die Freiraumstreckendämpfung etwa 9dB höher ist als auf 2m, dafür aber die erzeugten Rauschseitenbänder größer sind, durch Vervielfachung der VFO-Frequenz bis in den UHF- Bereich.

Nun noch ein paar Worte zu der Entfernung von 5km in unserem Beispiel. Ist die Distanz kürzer, werden derartige Störungen **in der Regel größer**. Werden auf beiden Seiten (Station A+B) Richtantennen verwendet, können die Störungen auch bei kürzerer Entfernung kleiner sein, wenn beide Antennen parallel stehen. Die Gesamtsituation hängt also von mehreren Faktoren ab, welche bei einer Berechnung berücksichtigt werden müssen (Strahlungsdiagramm der Antennen u.s.w.) Umgekehrt trifft zu, daß **in der Regel** die Störungen bei größerer Entfernung kleiner werden, aber durch die Verwendung von Richtantennen kann unser Beispiel genauso angewendet werden auf eine Entfernung von 50 km, wenn Station A und B Richtantennen mit jeweils 10 dB Gewinn benutzen, welche aufeinander gerichtet sind.

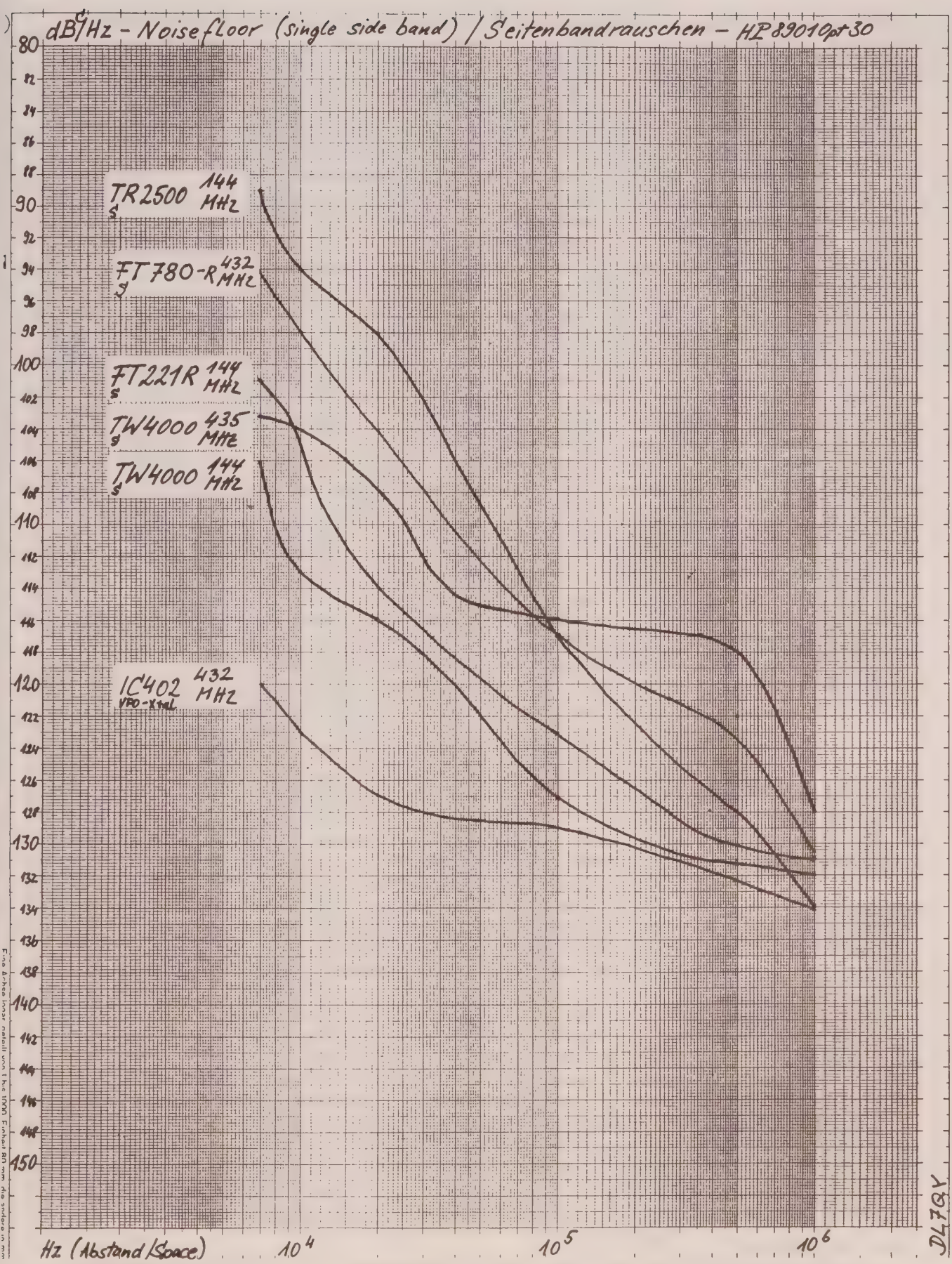
Vielleicht trägt dieser Bericht dazu bei, die Störungsursachen in Ballungszentren oder bei Kontesten transparenter zu machen - an den Tatsachen wird sich wohl nichts ändern, bestenfalls ein **schlechtes Gewissen** bei einigen OM's kurzzeitig erzeugen, welche nun in Wissenheit der technischen Ursachen andere stören. Leider kompensiert sich das **schlechte Gewissen** wieder dadurch, daß der Gestörte ja auch eins haben müßte, weil auch er in der Regel Synthesizer- Geräte benutzt- und **Alle** können sich ja wohl nicht irren - oder?

Wie man sieht, müßte der Bericht eigentlich in einer **Grundwerte**-Diskussion enden, wozu DUBUS allerdings nicht der richtige Ort ist, weil für die meisten Leser dieser Aufsatz eigentlich nichts Neues bringt. Im cq-DL wäre er besser angebracht oder vielleicht noch besser in der IARU. Dort gelten aber scheinbar andere Gesetze, welche anderen Interessen unterworfen zu sein scheinen. Und dann ist da ja auch noch die Industrie, die die Geräte entwickelt und verkauft, wer hat darauf Einfluß? Schickes Design und tausend Speicherplätze in "hightech" Mikroprozessortechnik, da muß ja auch erstmal einer darauf kommen, daß das nur Peripherieschrott sein könnte, in Zusammenhang mit HF- Sende- und Empfangsgeräten. Das z.B. Semco auf dem richtigen, konsequenten, technischen Weg war, aber letztlich über das "Kartoffelkisten Design" gestolpert ist, spricht für sich selbst.





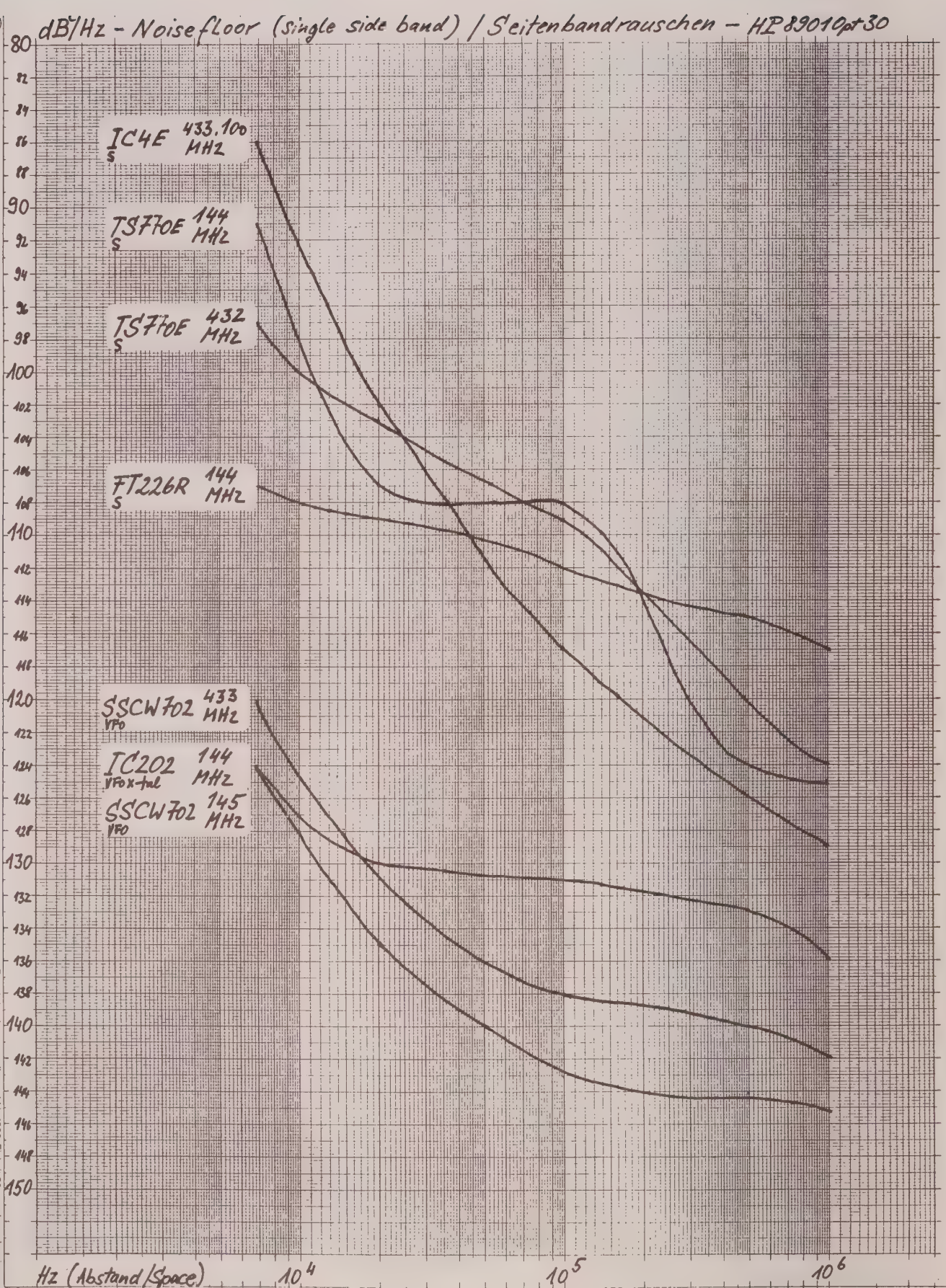






DL7QV

Eine Achse logarithmisch geteilt von 1 bis 1000. Einheits 80 mm, die andere in mm.

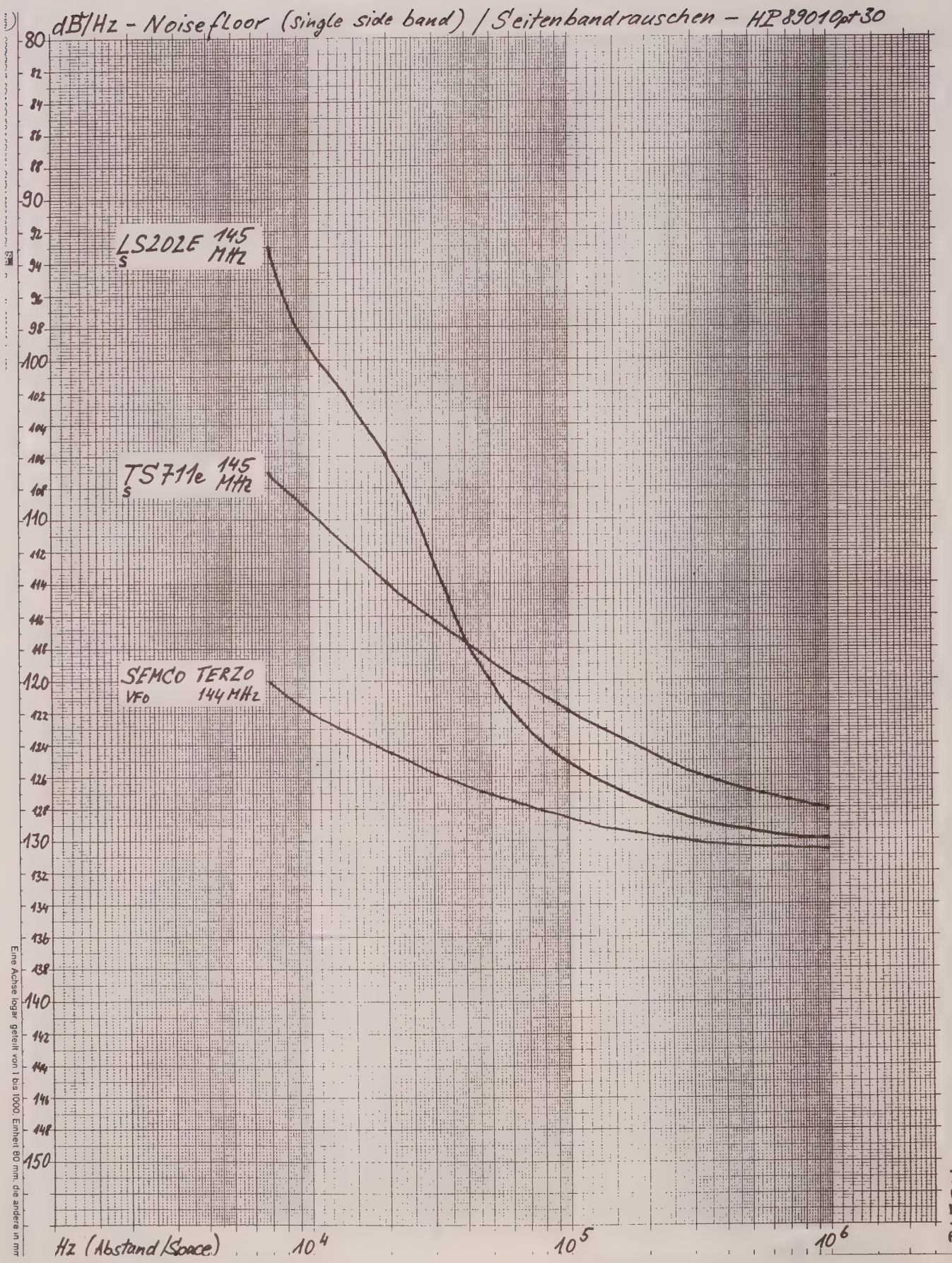


DL7QV









Eine Achse logarithmisch geteilt von 1 bis 1000. Einheit 80 mm, die andere in mm

DL7QV

---

## Seitenbandrauschen bei Amateurfunkstationen

Teil II, von DL7QY

Als Ergänzung zu dem in DUBUS 2/87 S.99 erschienenen Artikel folgen nun noch die Seitenband-Rausch-Meßergebnisse von Geräten, welche dankenswerter Weise von OM's eingesandt wurden. Nachfolgend eine Gesamttabelle mit den Meßwerten. Leider war noch kein IC201 dabei, von welchem ich mir gute Meßresultate versprochen hätte.

---

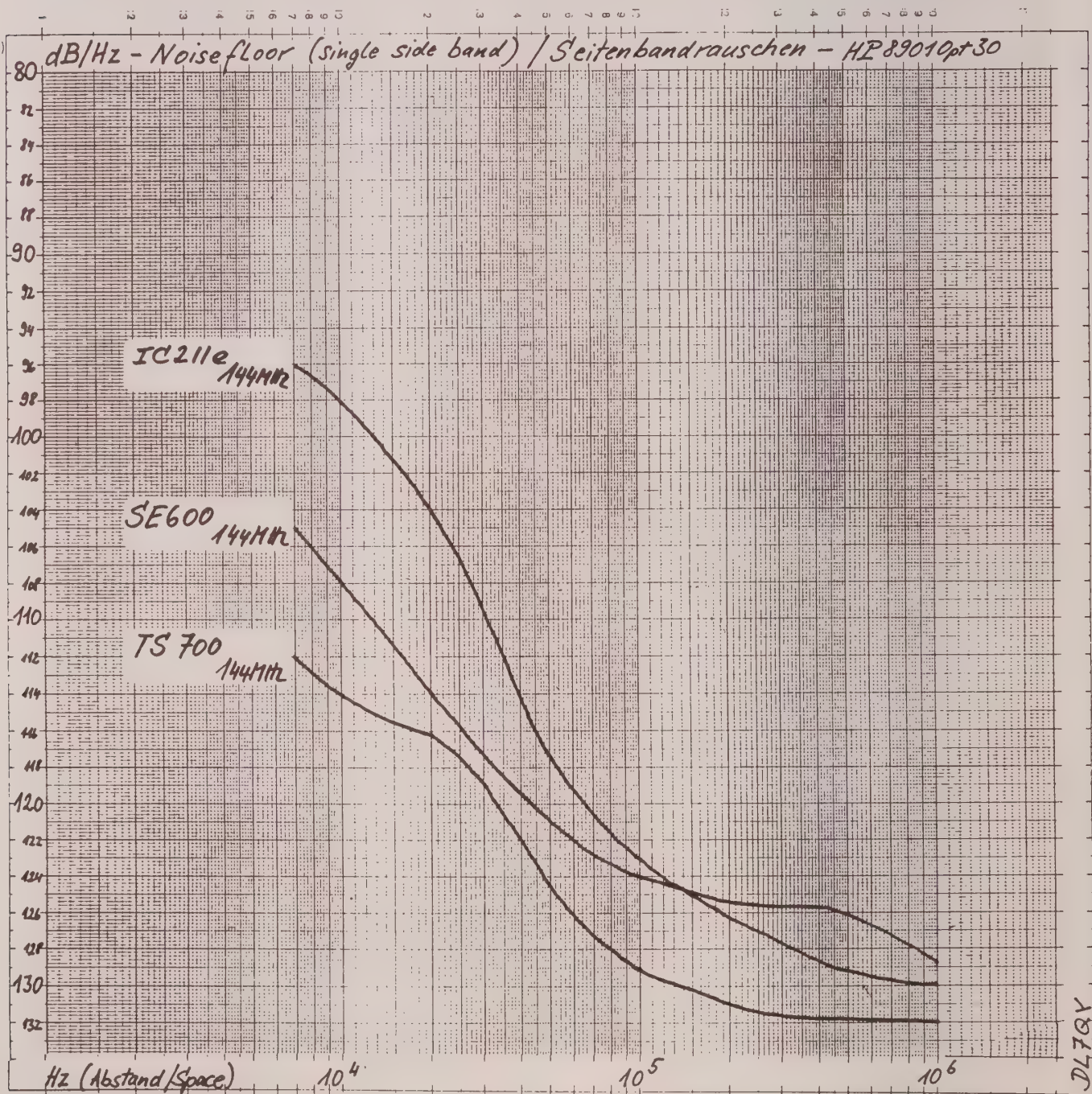
### 2m - Geräte

| Type    | Hersteller | QRG<br>(MHz) | 7kHz<br>dBc | 10kHz<br>dBc | 20kHz<br>dBc | 100kHz<br>dBc | 500kHz<br>dBc | 1MHz<br>dBc |
|---------|------------|--------------|-------------|--------------|--------------|---------------|---------------|-------------|
| SSCW702 | (DUBUS)    | 144.100      | -124        | -128         | -135         | -143          | -144          | -145        |
| IC202   | ICOM       | 144.200      | -124        | -127         | -130         | -131          | -133          | -135        |
| TERZO   | SEMCO      | 144.200      | -120        | -122         | -127         | -129          | -129          | -130        |
| ROTO    | SEMCO      | 144.200      | -113        | -115         | -116         | -117          | -119          | -122        |
| TS700e  | TRIO       | 144.000      | -112        | -114         | -116         | -129          | -132          | -132        |
| TS711e  | TRIO       | 144.200      | -107        | -112         | -114         | -122          | -127          | -128        |
| TW4000  | TRIO       | 145.500      | -106        | -113         | -116         | -127          | -131          | -132        |
| FT225RD | YAESU      | 144.200      | -106        | -112         | -114         | -124          | -131          | -133        |
| FT226R  | YAESU      | 144.100      | -107        | -108         | -109         | -112          | -115          | -117        |
| SE600   | BRAUN      | 144.000      | -105        | -108         | -114         | -124          | -126          | -129        |
| 2G70b   | G&G        | 144.000      | -103        | -107         | -113         | -115          | -117          | -123        |
| FT221R  | YAESU      | 144.200      | -101        | -105         | -114         | -123          | -130          | -131        |
| IC211E  | ICOM       | 144.000      | -96         | -98          | -104         | -123          | -129          | -130        |
| SE400   | BRAUN      | 144.000      | -93         | -98          | -108         | -129          | -136          | -137        |
| LS202e  | BELCOM     | 144.400      | -93         | -99          | -106         | -125          | -129          | -130        |
| TS770e  | TRIO       | 144.200      | -91         | -98          | -107         | -108          | -124          | -125        |
| TR2500  | TRIO       | 144.200      | -89         | -94          | -98          | -117          | -128          | -134        |
| SK22R   | YAESU      | 145.200      | -88         | -109         | -116         | -127          | -132          | -134        |

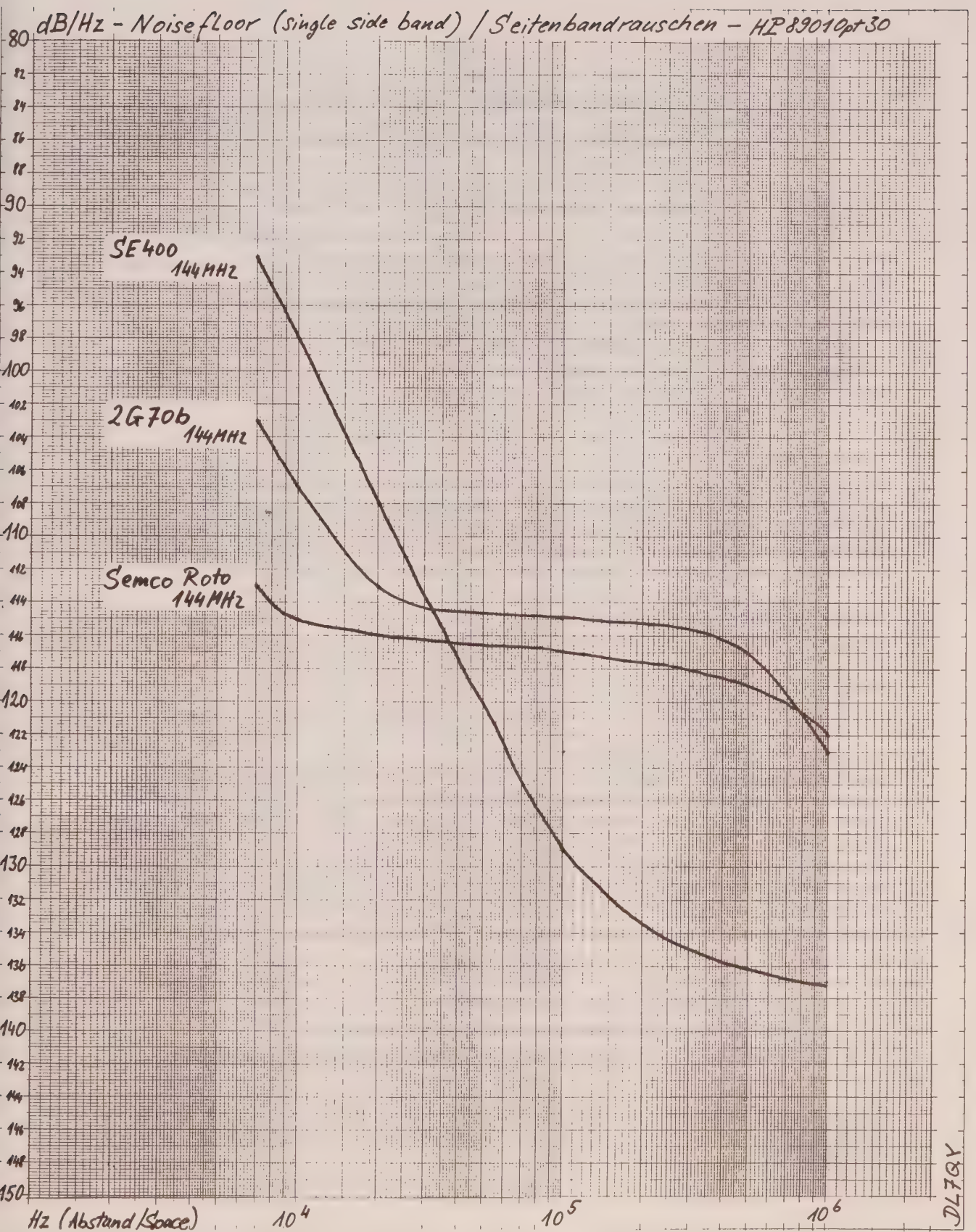


## 70cm - Geräte

| Type    | Hersteller | QRG<br>(MHz) | 7kHz<br>dBc | 10kHz<br>dBc | 20kHz<br>dBc | 100kHz<br>dBc | 500kHz<br>dBc | 1MHz<br>dBc |
|---------|------------|--------------|-------------|--------------|--------------|---------------|---------------|-------------|
| SSCW702 | (DUBUS)    | 432.100      | -120        | -124         | -130         | -138          | -140          | -142        |
| IC402   | ICOM       | 432.200      | -120        | -123         | -127         | -129          | -130          | -134        |
| TW4000  | TRIO       | 435.000      | -103        | -104         | -106         | -117          | -118          | -128        |
| TS770e  | TRIO       | 432.200      | -97         | -100         | -103         | -109          | -120          | -124        |
| FT780R  | YAESU      | 433.000      | -94         | -98          | -104         | -117          | -122          | -131        |
| SK-72R  | YAESU      | 433.000      | -92         | -100         | -103         | -116          | -126          | -129        |
| IC-4E   | ICOM       | 433.100      | -86         | -92          | -102         | -117          | -126          | -129        |







## Low Noise GaAs-FET Preamps for EME: Construction and Measurement Problems

*Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Gluecksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50, West Germany*

Revised Reprint from conference proceedings of

3 rd International 432 and Up EME Conference, Thorn, Netherlands , September 1988

Copyright © 1988 by R. Bertelsmeier

### 1. Introduction

This article is based on an unpublished paper 'Limitations of Automatic Noise Figure Measurement Equipment' <sup>1</sup>, which has been given to some EME-amateurs (i.e. DL6WU, DL9KR, K2UYH, W1JR and I5TDJ) and a paper, covering a lecture held during the annual VHF/UHF conference in Weinheim, West Germany, in September 1987<sup>2</sup>. It describes the problems and - hopefully - their solutions, which arise with the use of single GaAs-FET's for Low Noise Amplifiers (LNA's) on 432 MHz.

### 2. Noise temperature of receiving system

The signal to noise ratio in a moonbounce circuit depends on

1. Antenna gain
2. Transmitting power
3. Path loss
4. Noise power of receiving system

Path loss is given by the geometry, i.e. of fixed size - variation is only 2 dB because of the changing distance of the moon and other effects like polarisation fading etc are not considered -. Transmitting power and antenna gain have financial, legal and size limitations, which allow only minor improvements: There is not much left after having installed 16 yagis or a 10 m dish and a 2 kW amplifier. Because of the low sky temperature on 432 MHz and up careful optimisation of the receiving system can lead to significant improvements in S/N-ratio ( > 3 dB). This is of utmost importance for QRP-stations - 4 yagis only or low power - and for those QRO stations, who really want to catch the edge.

System noise temperature, which states the noise power of the receiving system, is given by:

$$T_{sys} = T_A + (L-1)T_L + LT_R \quad [1]$$

- $T_{sys}$ : System noise temperature
- $T_A$ : Noise temperature of antenna system
- $T_L$ : Physical temperature of cable between antenna and first LNA
- $T_R$ : Noise temperature of receiver

The optimisation of the first two terms in equation [1], which describe the influence of antenna and cable, is subject of a future lecture and has been discussed for the case of yagi antennas on 432 MHz in DUBUS 4/87<sup>3</sup>.



The following paper describes how to achieve the lowest possible receiver noise temperature, which is a nontrivial task even with the availability of the most modern measurement equipment and of low noise single Gate GaAs-FET's.

### 3. LNA's with single gate GaAs-FET on 432 MHz

#### 3.1. Properties of single gate GaAs-FET's

Single gate GaAs-FET's used for LNA's are devices, which have been designed and used preferably on very high frequencies ( $> 2$  GHz). EME-Amateurs have used them on low frequencies (144 or 432 MHz) also and sometimes have succeeded in achieving very low noise figures. Because of their extremely high gain on low frequencies the major problem of single gate GaAs-FET preamps on 144 and 432 is instability.

The properties of microwave devices are described by scattering parameters (S-parameter). Gain and stability can be calculated, if the S-parameters of a device or LNA are known:

- $S_{11}$ : Input Reflection Coefficient
- $S_{12}$ : Reverse-Gain
- $S_{21}$ : Forward-Gain
- $S_{22}$ : Output Reflection Coefficient

Conditions for stability:

1.  $|S_{11}| < 1$
2.  $|S_{22}| < 1$
3.  $K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$  with  $D = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$

These conditions guarantee the unconditional stability of a device or LNA. If one condition is violated the device can oscillate.

For easy judgement of the stability of a device stability circles can be calculated from the S-parameters and drawn on a smith chart:

$$R = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{ii}|^2 - |D|^2} \right| \quad \text{Radius}$$

$$C = \frac{(S_{ii} - DS_{kk}^*)^*}{|S_{ii}|^2 - |D|^2} \quad \text{Center}$$

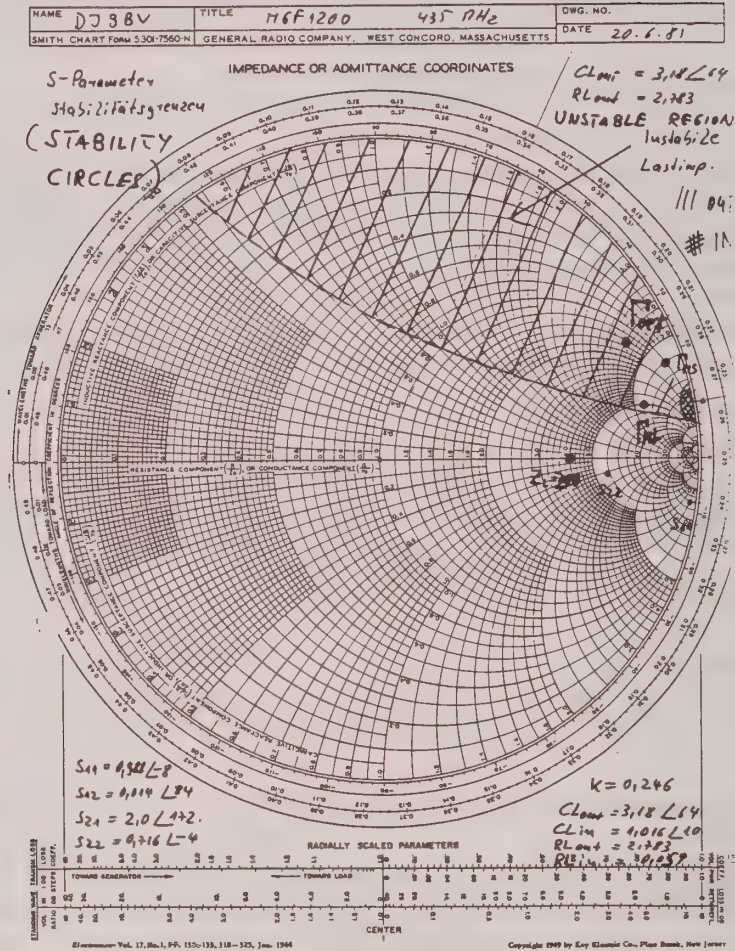
with:

| Port   | ii | kk |
|--------|----|----|
| Output | 22 | 11 |
| Input  | 11 | 22 |

If input and output stability circles are outside of the unit radius of the smith chart unconditional stability is provided.

Figure 1 displays the stability circles for a GaAs-FET MGF 1200:

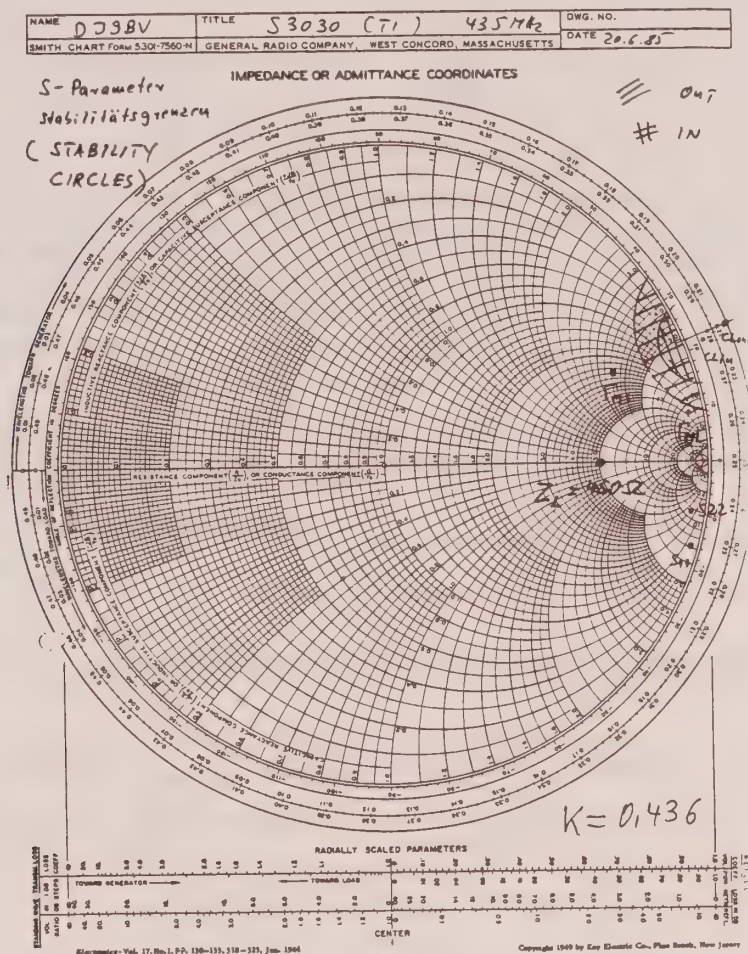
Figure 1:



It's easy to see, that output matching with inductive reactance produces unstable amplifiers. The optimum reflection coefficient for maximum gain ( $\Gamma_{ML}$ ) lies in the unstable region already. On the other hand output matching to 200 Ohms real impedance at the drain produces a stable amplifier, which cannot oscillate for any source impedance. This does not mean unconditional stability, which allows any combination of source and load impedances. That will be achieved if stability factor  $K > 1$ . That's not the case for most single gate GaAs-FET's for an operating frequency less than 4 GHz.

But for amateur use conditional stability for 50 Ohms load is sufficient, because that can be assured by output pads or cable loss. But instability with negative real input impedance ( $|S_{11}| > 1$ ) is not tolerable even for amateur use, because the slightest change in operating temperature or source impedance (i.e. antenna impedance) can lead to oscillations. So chances for successful EME-QSO's will be like roulette game.

**Figure 2:**



The regions of instability are much smaller and therefore it's easier to construct stable LNA's with these devices. But the higher noise figure of these devices inhibits the application to very low noise preamps.

### 3.2. Input matching

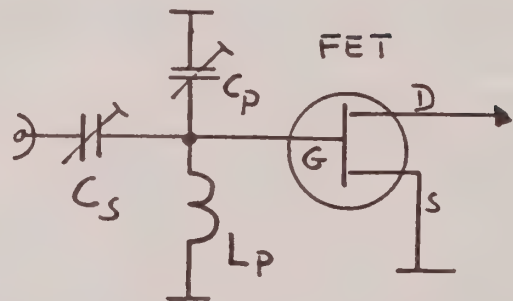
Optimum source reflection coefficient  $\Gamma_{opt}$  for minimum noise figure is  $\Gamma_{opt} = 0,9/+21$ , for example. Translated to series impedance:  $73 + j*249$  Ohm. Or as parallel impedance:  $922 \parallel +j*270$  Ohm. These values are typical for single gate GaAs-FET's on 432 MHz.

The main function of the input circuit is to transform 50 Ohms real source impedance to the optimum source impedance above. This has to be done with minimal losses, because the matching losses degrade the noise figure of the device.



A well proven input circuit is given in figure 3:

Figure 3:



$C_s$  transforms to the real part of optimum source impedance. Typical value for  $C_s$  is 1,4 pF.  $C_p$  provides in conjunction with  $L_p$  the adjustable imaginary part of optimum source impedance. Input losses calculate as:

$$L_K = \frac{1}{1 - \frac{Q_L}{Q_0}} \tag{2}$$

Table 1 gives the input losses for various combinations of loaded and unloaded Q:

Table 1:

| Input circuit loss [dB] |                    |             |             |             |
|-------------------------|--------------------|-------------|-------------|-------------|
| $Q_L$ : Q Loaded        | $Q_0$ : Q Unloaded |             |             |             |
|                         | 300                | 500         | 750         | 1000        |
| 10                      | 0.15               | 0.09        | 0.06        | 0.04        |
| 15                      | 0.22               | 0.13        | 0.09        | 0.07        |
| <b>18</b>               | <b>0.27</b>        | <b>0.16</b> | <b>0.11</b> | <b>0.08</b> |
| 20                      | 0.3                | 0.18        | 0.12        | 0.09        |

Typical loaded Q value is 18 for a  $C_p$  value of 7 pF. To achieve input losses less than 0.1 dB unloaded Q values of more than 750 are required.

### 3.2.1. Output matching

Stability is the **main** concern in the design of output matching. A classical solution<sup>4</sup> for the best compromise between gain and stability is a 4:1 transmission line transformer at the drain, which provides a broadband 200 Ohms load at the drain with moderate gain (15 - 18 dB). This solution, originated by W6PO, is very well verified by the stability circles in figure 1. Output matching has no influence on noise figure NF!

But gain shouldn't drop too low, because the gain referenced noise measure  $M$  will be degraded:

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G}} \quad [3]$$

- $M$ : Noise measure
- $F$ : Noise factor
- $G$ : Available gain of preamp

$M + 1$  is the resulting noise factor, if an infinite number of preamps of the same kind is cascaded. Or in other words, if you don't have a better preamp with lower noise figure in your system, you will never get a better noise factor than  $M + 1$  for the whole system. Therefore it's wise to optimize  $M$  instead of  $F$ , because it's a lower bound to the system noise measure. This fact rules out any type of resistive broadband matching by a simple resistor in the drain circuit, because gain drops too low.

Most of the foregoing remarks are not new and have been described elsewhere in amateur literature. It's just for reminding some of the basic facts about preamps.

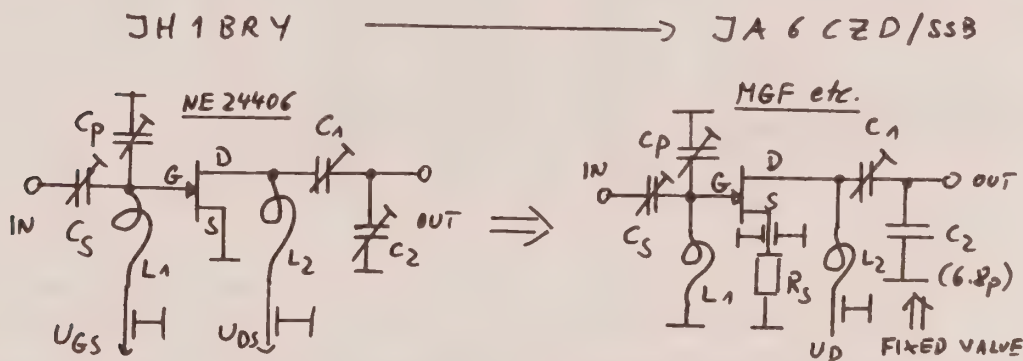
#### 4. Construction of LNA's

##### 4.1. An obsolete design

S. Sando, JH1BRY, has made one of the first designs of a single gate GaAs-FET LNA on 432 MHz<sup>5</sup>.

The circuit is shown in figure 4:

Figure 4:



The GaAs-FET used is a NEC V244.  $L_1$  and  $L_2$  are simple wire loops with low unloaded  $Q$  (ca. 250).  $C_s$  and  $C_p$  are the capacitors for adjusting the source impedance. Output matching is adjusted by  $C_1$  and  $C_2$ .

When replicating the design, JA6CZD changed air trimmer  $C_2$  to a fixed capacitor of 6.8 pF. The same holds for the copy of this design by SSB-Electronics in West Germany, which are sold as the DX432 series.

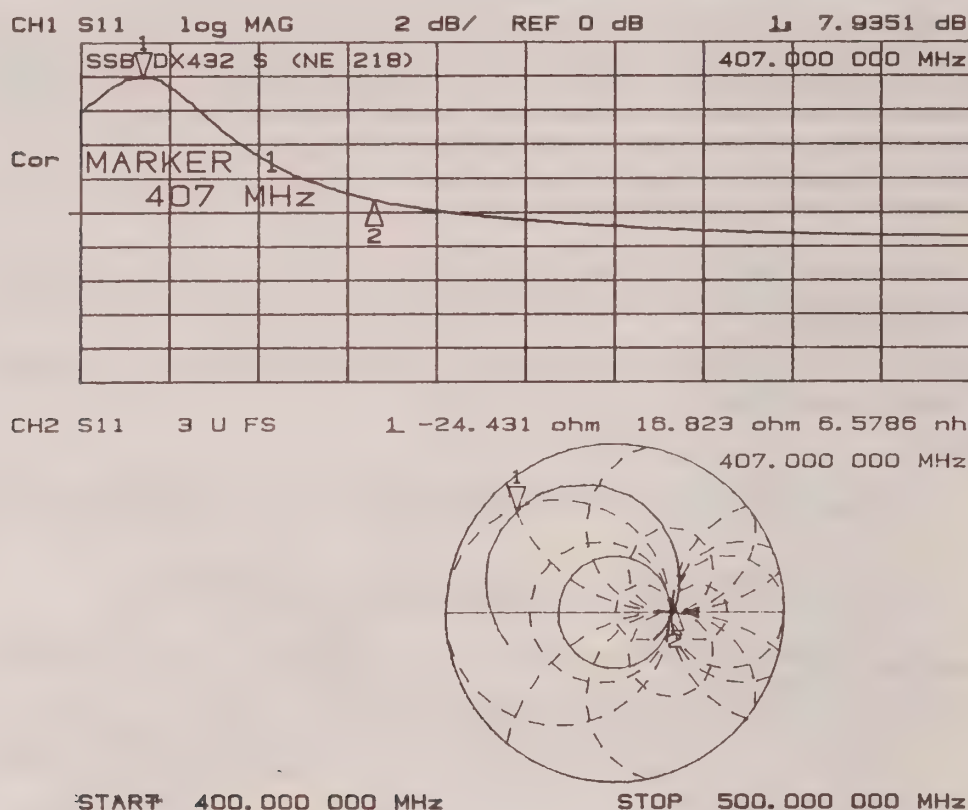
This little detail change shifts the simple and somewhat crude workbench prototype design of JH1BRY, which will work satisfactorily with careful tuning on a network analyzer, to a dangerous and not reproducible design, which should be avoided for the following reasons:

1. For modern GaAs-FET's the low unloaded  $Q$  of the input circuit produces too much losses. With the  $2\mu\text{m}$ -GaAs-FET V244, which has a mediocre noise figure of say 0.7 dB, an additional loss of 0.2-0.3 dB may be tolerable. But that's definitely not true for modern  $0.3\mu\text{m}$ -GaAs-FET-Triodes, which are capable of noise figures of 0.2 - 0.3 dB on 432 MHz.

2. If you tune  $C_1$  the resulting transformation or drain load impedance depends on the variations of  $L_2$ . If  $L_2$  is large,  $C_1$  has to be tuned to a low value and hence to the unstable region (see Figure 1) because of the large resulting transformation ratio of  $C_1$  to the fixed 6.8 pf capacitor. The result is a negative real input impedance and instability of the preamp. 8 different exemplars of the DX432 variety showed up with negative real input impedance ( $|S_{11}| > 1$ ). So Murphy holds again: What can go wrong will go wrong!

$S_{11}$  for a SSB-Electronics DX432S preamp with a NEC NE218 device is shown in figure 5:

Figure 5:



$|S_{11}| > 1$  holds for all frequencies lower than 441 MHz. **Return-Gain** (not **Return-Loss**) is 0.8 dB at 432 MHz and climbs to a maximum value of 7.93 dB at 407 MHz! That's a nice circuit for an oscillator, if the input power is reflected with a gain of 6.92.

#### 4.2. A working design

The following design (Figure 6) is in use at the author's station and has been successfully duplicated by other EME-amateurs. It's main features are:

- **Low loss input circuit**  
A high-Q input circuit is made from a silvered stripline with optimal impedance (75 Ohms) and really high-Q Trim-Capacitors like Tekelec 5700/5800 series, which have twice the Q-factor than the Johanson 5200 variety.
- **Transformer output match**  
Output match is accomplished by a 4:1 broadband transformer for moderate gain (15-18 dB) and conditional stability ( $|S_{11}| < 1$  for 50 Ohms load, see figure 7a)



Figure 6 (Circuit Diagram):

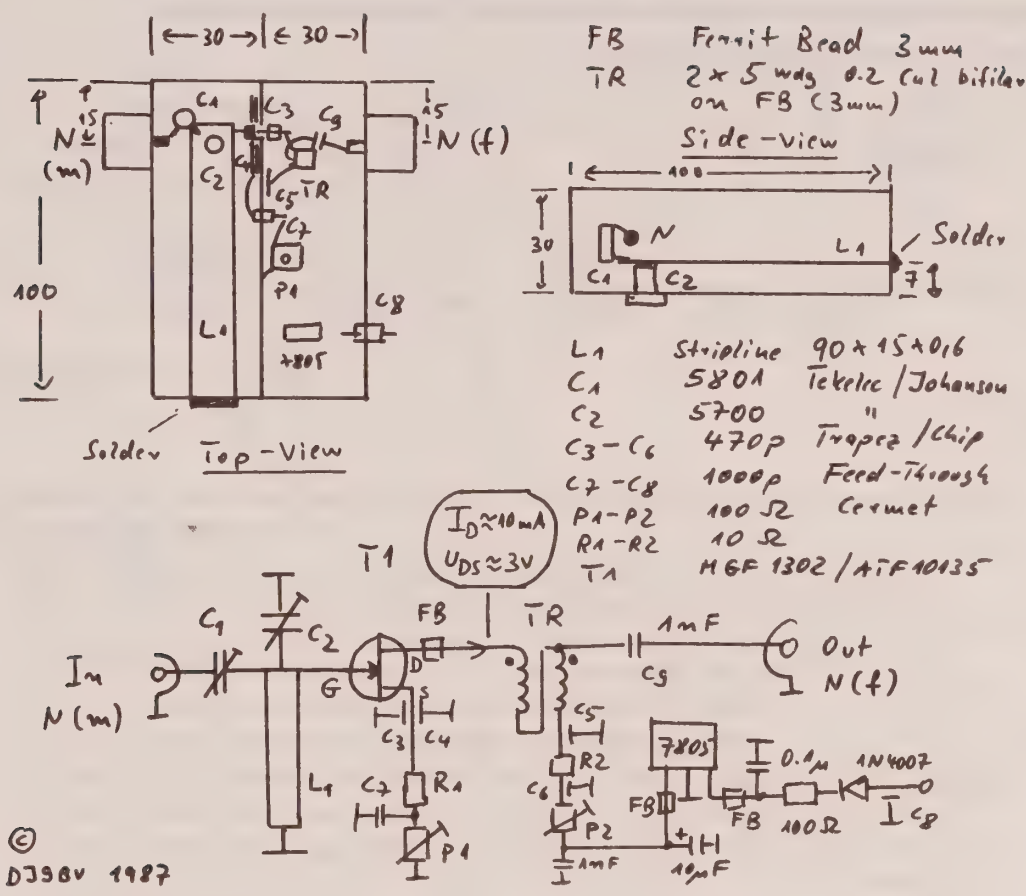


Figure 7 (Gain Curve):

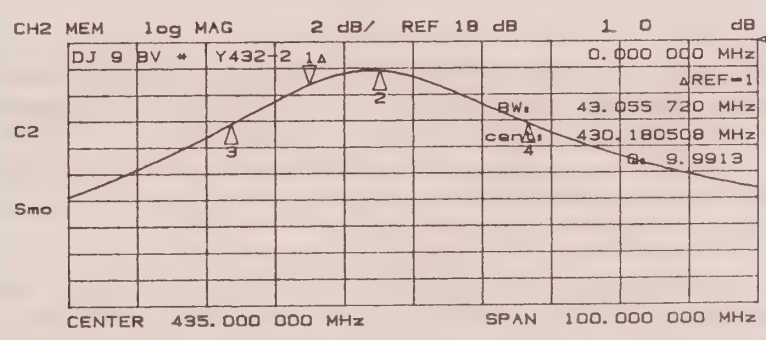
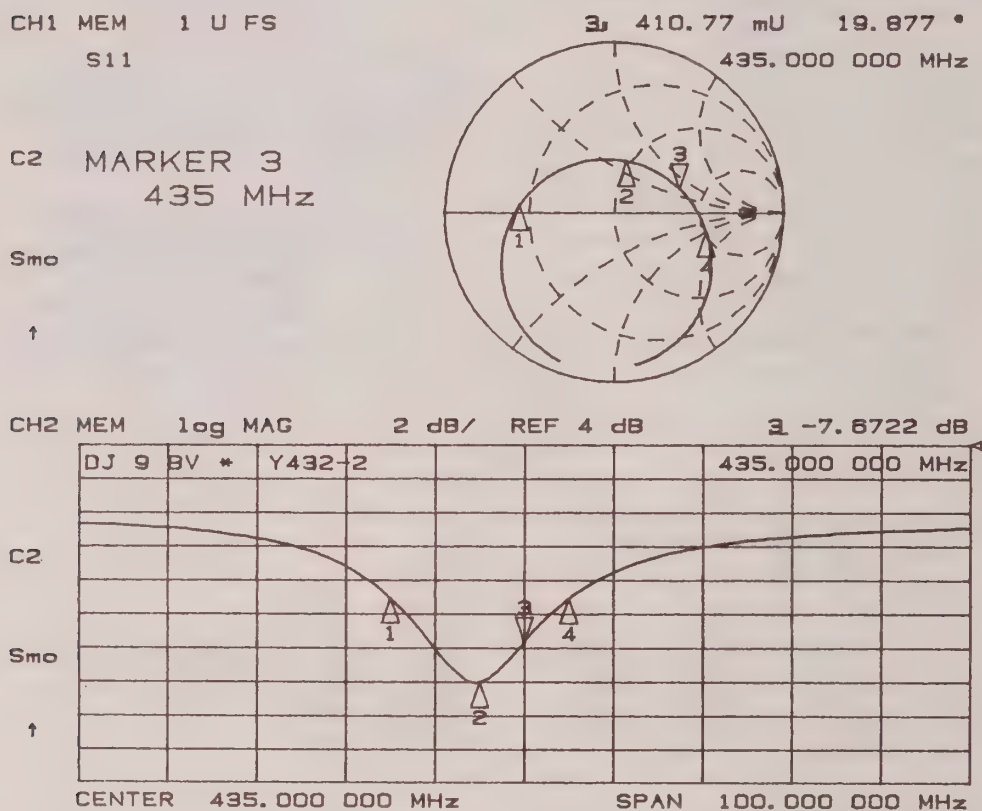


Figure 7 shows, that Q loaded has a value of 10. Therefore an input-loss of less than 0.1 dB is assured with a measured Q unloaded of about 850 for this type of input circuit.

Figure 7a displays the well behaved input return loss for 50 Ohms real load impedance:

**Figure 7a (Input Reflection Characteristic):**



Improvements to this design can be made by improving the unloaded Q of the input circuit even further by constructing a real input cavity with solderless junctions. DL9KR has made proposals about this topic and has built some prototypes.

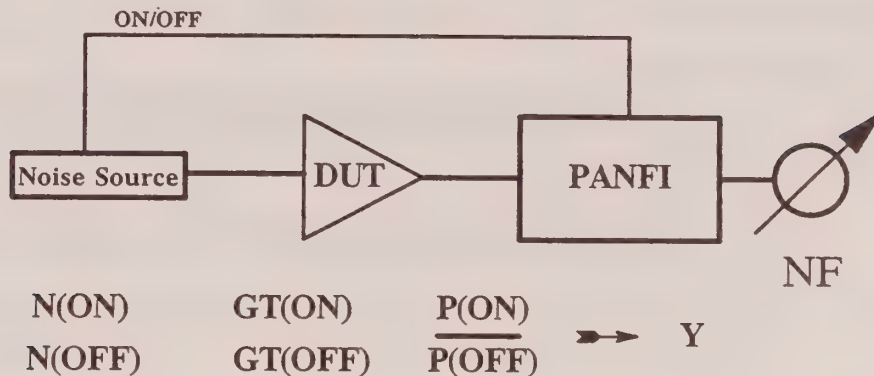
## 5. Measurement of noise figure of LNA's

### 5.1. Basics

Modern automatic noise figure measurement equipment from AIL or HP utilizes a switchable noise source and a PANFI (Precision Automatic Noise Figure Indicator), which measures the ratio of noise powers delivered by the DUT ( Device under test) to the indicator.

This ratio is the Y-factor (Figure 8):

Figure 8:



Y-factor is defined as:

$$Y = \frac{P_{on}}{P_{off}} \quad [4]$$

By referencing the output noise power to the input of the DUT by virtue of the transducer gain of the DUT, the following equation holds:

$$Y = \frac{GT(ON) \cdot (N_{on} + NDUT(ON))}{GT(OFF) \cdot (N_{off} + NDUT(OFF))} \quad [5]$$

- GT(ON): Transducer gain of DUT with noise source ON
- GT(OFF): Transducer gain of DUT with noise source OFF
- $N_{on}$ : Available noise power of noise source during ON-State
- $N_{off}$ : Available noise power of noise source during OFF-State
- NDUT(ON): Noise power of DUT with noise source ON
- NDUT(OFF): Noise power of DUT with noise source OFF

Equation [5] is the **exact** formulation of the Y-factor, because not only the transducer gain but the also the unknown noise power NDUT are dependent on the reflection coefficient of the noise source. In normal applications an ideal noise source is assumed (i.e.  $\Gamma_{on} = \Gamma_{off} = 0$ ) and [6] is reduced to:

$$Y = \frac{N_{on} + N_{dut}}{N_{off} + N_{dut}} \quad [6]$$

because now  $GT(ON) = GT(OFF)$  und  $NDUT(ON) = NDUT(OFF) = N_{dut}$  holds.

Replacing  $N = KTB$  and  $F = 1 + T_{dut}/290$  and  $ENR = T_{on}/290 - 1$  leads to:

$$F = \frac{ENR - Y \left( \frac{T_{off}}{290} - 1 \right)}{Y - 1} \quad [7]$$

This simplified equation holds under certain restrictions only, but is used by all commercial PANFI's from AIL and HP. Therefore this equipment will display false values for the noise figure NF if applied to Non Impedance Matched DUT's for example GaAs-FET-LNA's in the Sub-GHz-range (144-1296 MHz). It will be shown, that even with good but inevitably not 'ideal' noise sources the measurement error can have the same magnitude as the expected value of NF.



## 5.2. Sources of error for automatic noise figure measurements

### 5.2.1. Classical error sources

Before switching to the analysis of a subtle source of measurement error, which is typical for an amateur environment, we should remember the "classical" sources of error, which had been subject of application<sup>6</sup> or amateur literature<sup>7</sup> :

1. Spurious signals  
Bad setups are sensitive to external and internal signals, which fall into the bandwidth of the DUT or the PANFI. Spurious signals produce erroneous values for the observed Y-factor. Cures are:
  - Shielding
  - Careful selection of mixing scheme
2. Noise contribution  
Subsequent stages add noise. This influence can be corrected by calculation.
3. Temperature error  
The noise source is calibrated to 290 K. Deviations from the standard temperature can be calculated and corrected.
4. Calibration error  
The noise source has a calibration error. This error is significant for absolute measurements only and can not be corrected. Typical calibration precision is around  $\pm 0.3$  dB.
5. Nonlinear detector  
Modern PANFI's exhibit typical nonlinearities of 0.05 dB.

### 5.2.2. Gain error

If the noise source is not ideal (i.e.  $\Gamma_{on} \neq \Gamma_{off} \neq 0$ ), two additional measurement errors arise.

First mismatch error includes such effects as change of the ENR by reflection of the DUT's internal noise power and change of the DUT's internal noise power by the changing reflection coefficient of the noise source. We will neglect these effects.

Second gain error DG, caused by the changing source impedance of the switching noise source and the subsequent change in transducer gain of the DUT, lets the PANFI measure a wrong value of Y-factor. Then a wrong value of NF is calculated by the PANFI according equation [7]. Especially in the case of measuring non impedance matched LNA's in the sub-GHz-range ( $< 1$  GHz) the gain error has a considerable magnitude of up to 1 dB for conventional noise sources!

For the gain error the following equation holds (see Appendix A):

$$DG = \frac{1 - 2|S_{11}| |\Gamma_{off}| \cos(\phi_{11} + \phi_{off})}{1 - 2|S_{11}| |\Gamma_{on}| \cos(\phi_{11} + \phi_{on})} \quad [8]$$

The magnitude depends both on the input reflection coefficient of the DUT and the quality of match of the noise source. The magnitude of the gain error exhibits a cosine-type function, if the angle of the input reflection coefficient of the DUT is changed.

Let's look to the numbers!

We have calculated the error value limits for three popular noise sources, i.e. the AIL7615, the HP346B and the HP346A. The source reflection coefficients of the first two sources have been measured on a HP-Network-Analyzer 8753A. The values for the HP346A have been estimated from the data sheet and display the worst case for this source. The analysis has been carried out for a frequency of 432 MHz.

Table 2:

| Reflection coefficient of some noise sources @ 432MHz |             |               |                |                              |
|-------------------------------------------------------|-------------|---------------|----------------|------------------------------|
| Noise source                                          | Ser.-Number | $\Gamma_{on}$ | $\Gamma_{off}$ | $ \Gamma_{on}-\Gamma_{off} $ |
| AIL7615                                               | 4044        | 0.015/+120    | 0.014/-112     | 0.027                        |
| HP346B                                                | 2037A00657  | 0.039/109     | 0.009/-61      | 0.048                        |
| HP346A                                                | ===         | 0.005/+90     | 0.005/-90      | 0.01                         |

Figures 9,10 and 11 show the magnitude of gain error calculated by equation A3 (Appendix A) for the AIL7615, HP346B and HP346A for  $|S_{11}|=1$ . A second table shows the values of maximum gain error for various values of  $|S_{11}|$ .

Table 3:

| Worst case gain error versus DUT's $ S_{11} $<br>(432 MHz) |           |                         |        |        |
|------------------------------------------------------------|-----------|-------------------------|--------|--------|
| DUT                                                        |           | Gain error ( $\pm dB$ ) |        |        |
| $ S_{11} $                                                 | RL(dB)    | AIL7615                 | HP346B | HP346A |
| 1.2                                                        | 1.6       | 0.29                    | 0.50   | 0.11   |
| 1.1                                                        | 0.8       | 0.26                    | 0.46   | 0.10   |
| 1.0                                                        | 0.0       | 0.23                    | 0.42   | 0.09   |
| 0.9                                                        | -0.9      | 0.20                    | 0.38   | 0.08   |
| 0.8                                                        | -1.9      | 0.17                    | 0.34   | 0.07   |
| 0.7                                                        | -3.0      | 0.15                    | 0.30   | 0.06   |
| 0.6                                                        | -4.4      | 0.12                    | 0.25   | 0.05   |
| 0.5                                                        | -6.0      | 0.10                    | 0.20   | 0.04   |
| 0.0                                                        | $-\infty$ | 0.00                    | 0.00   | 0.00   |

The worst case gain error obviously is greater than the display accuracy of the PANFI ( $\pm 0.1db$ ) but even greater than the expected value for NF. When using a HP346B noise source you cannot measure noise figures under 1 dB if the DUT is a non impedance matched LNA - i.e. GaAs-FET preamps in amateur style on 432 MHz-. Even tuning to minimal noise figure is not possible, because the true minimum will be missed by just the same error. So one will arrive with a badly tuned preamp in most cases, because the PANFI displays a fictive value for NF with such a noise source. Many EME-amateurs have made this experience after 'optimizing' their preamp on a PANFI and installing this preamp into their system.

5.3. Analysis of unknown measurement setups for possible gain error

The main source of measurement error, which cannot be corrected easily, is gain error, if you want to measure the NF of DUT's with an input reflection coefficient  $|S_{11}|>0.5$ . That is true even for very good noise sources. It has been shown in a previous chapter, that for various types of amateur style GaAs-FET-Amplifiers on 432 MHz the magnitude of  $S_{11}$  shows values between -6 dB (0.5) and +3 dB (1.4)! Therefore the foregoing discussion is relevant for noise figure measurements of such devices. Table 3 shows the gain error to have nearly the same magnitude as the expected noise figure NF.

What should be done in this situation?

1. Make your own table of gain error for your favorite noise source after measuring its reflection coefficient with a network analyzer.
2. Use a network-analyzer to determine the input reflection coefficient  $S_{11}$  of each device you want to measure.
3. There are experimental means to prove the existence of gain error in a certain measurement setup. You have to insert a lossless variable phase line such as SAGE 6502 between noise source and DUT. By changing the phase you can verify equation [8].

The poor man's approach is a 42 degree line consisting of a UG57B/U and a UG29B/U N-Connector. This line has a loss less than 0.05 dB on 432 MHz. In most cases it will produce a very nice change of the indicated noise figure.

Also a set of two RG213 cable with 90 degrees and 135 degrees electrical length can produce very nice results of gain error. If possible, one should try at least two different phase shifts to avoid possible cancellations, which are caused by the multivalued cosine term in equation [8].

#### 5.4. Minimisation of gain error

For reducing gain error the equation [8] suggests two possibilities:

1. Improvement of match of noise source  
The quality of the noise source ( $\Delta\Gamma = |\Gamma_{on} - \Gamma_{off}|$ ) has to be as good as possible.
2. Improvement of match of preamp  
Preamps like the design of JA6CZD or the DX432 series from SSB-Electronics have negative real part of input impedance. This kind of preamp is **instable** even with 50 Ohms load impedance and the resulting gain error during measurement of noise figure is much higher than for well behaved constructions a la W6PO - i.e. with a HP346B noise source gain error is 0.46 dB with  $|S_{11}| = 1.1$  compared with 0.3 dB gain error for  $|S_{11}| = 0.7$ . These types of amplifiers are badly tuned in most cases and will not provide the expected system temperature for the receiver.

Improvement of the match of the noise source can be done by two different means:

1. Insertion of an attenuator between noise source and DUT
2. Insertion of an isolator between noise source and DUT

Isolation of an attenuator is twice its attenuation. ENR is reduced by the attenuation. This method has been applied by HP to its noise source HP346A, which in fact is a HP346B with an additional internal 10 dB pad. A very good value for  $\Delta\Gamma = |\Gamma_{off} - \Gamma_{on}| < 0.01$  is guaranteed. This noise source is recommended for non impedance matched DUT's. This method is especially suited for broadband sources.

For narrow band applications an isolator between noise source and DUT will improve the available isolation even further (26 dB typ.). The attenuation is only 0.3 dB. This high isolation effectively masks any change in reflection coefficient of the noise source (Appendix B). Figure 12 shows the gain error of an AIL7615 source plus an isolator. So even with very bad behaving DUT's ( $|S_{11}| > 1$ ) gain error will be less than 0.1 dB. Therefore an isolator provides the best means for measuring non impedance matched DUT's in narrow band applications even with mediocre noise sources.



The following table gives some comparisons:

Table 4:

| Worst case gain error for various noise sources<br>@ 432 MHz |           |                         |        |        |                 |                  |
|--------------------------------------------------------------|-----------|-------------------------|--------|--------|-----------------|------------------|
| DUT                                                          |           | Gain Error [ $\pm$ dB ] |        |        |                 |                  |
| $ S_{11} $                                                   | RL[dB]    | AIL7615                 | HP346B | HP346A | HP346B+Isolator | AIL7615+Isolator |
| 1.4                                                          | 3.0       | 0.34                    | 0.6    | 0.12   | 0.07            | 0.035            |
| 1.2                                                          | 1.6       | 0.29                    | 0.5    | 0.11   | 0.06            | 0.032            |
| 1.0                                                          | 0.0       | 0.23                    | 0.42   | 0.09   | 0.05            | 0.030            |
| 0.8                                                          | -1.9      | 0.17                    | 0.34   | 0.07   | 0.04            | 0.025            |
| 0.6                                                          | -4.4      | 0.12                    | 0.25   | 0.05   | 0.035           | 0.02             |
| 0.0                                                          | $-\infty$ | 0.0                     | 0.0    | 0.0    | 0.035           | 0.02             |

The following table shows the total error for relative measurements:

Table 5:

| Total error for relative measurements<br>( $ S_{11}^{dut}  \leq 1.0$ ) |                         |              |        |                      |              |        |
|------------------------------------------------------------------------|-------------------------|--------------|--------|----------------------|--------------|--------|
| Error Type                                                             | Typ. (RSS) [ $\pm$ dB ] |              |        | Maximum [ $\pm$ dB ] |              |        |
|                                                                        | HP346B                  | AIL7615+Iso. | HP346A | HP346B               | AIL7615+Iso. | HP346A |
| Y-Factor                                                               |                         | 0.05         |        |                      | 0.1          |        |
| Gain                                                                   | 0.21                    | 0.015        | 0.05   | 0.42                 | 0.03         | 0.09   |
| Total error                                                            | 0.22                    | 0.05         | 0.07   | 0.52                 | 0.13         | 0.19   |

The table above is applicable to the case of **comparison** of different DUT's on the **same** PANFI. If you want to compare different DUT's on different PANFI's , i.e. for **absolute** measurements, you have to use the following table:

Table 6:

| Total error for absolute measurements<br>( $ S_{11}^{dut}  \leq 1.0$ ) |                         |              |        |                      |              |        |
|------------------------------------------------------------------------|-------------------------|--------------|--------|----------------------|--------------|--------|
| Error type                                                             | Typ. (RSS) [ $\pm$ dB ] |              |        | Maximum [ $\pm$ dB ] |              |        |
|                                                                        | HP346B                  | AIL7615+Iso. | HP346A | HP346B               | AIL7615+Iso. | HP346A |
| ENR-Error                                                              |                         | 0.15         |        |                      | 0.3          |        |
| Y-Factor                                                               |                         | 0.05         |        |                      | 0.1          |        |
| Isolator                                                               | 0.00                    | 0.02         | 0.00   | 0.00                 | 0.05         | 0.00   |
| Gain                                                                   | 0.21                    | 0.015        | 0.05   | 0.42                 | 0.03         | 0.09   |
| Total error                                                            | 0.26                    | 0.16         | 0.17   | 0.82                 | 0.48         | 0.49   |

## Appendix A: Gain error

Gain error is defined as:

$$DG = \frac{GT(ON)}{GT(OFF)} \quad [A1]$$

and we assume:

$$T_{dut} = TDUT(ON) = TDUT(OFF)$$

Then from equations [5] and [6] follows:

$$YTRUE = DG \frac{T_{on} + T_{dut}}{T_{off} + T_{dut}}$$

or with [A1]

$$YTRUE = DG \times YIND \quad [A2]$$

From the definition of transducer gain<sup>8</sup> :

$$GT = |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_G|^2} \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad [A3]$$

with

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}$$

follows:

$$DG = \frac{1 - |\Gamma_{on}|^2}{|1 - \Gamma_1 \Gamma_{on}|^2} \times \frac{|1 - \Gamma_1 \Gamma_{off}|^2}{1 - |\Gamma_{off}|^2} \quad [A4]$$

which can be reduced to :

$$DG = \frac{1 - 2|S_{11}||\Gamma_{off}|\cos(\phi_{11} + \phi_{off})}{1 - 2|S_{11}||\Gamma_{on}|\cos(\phi_{11} + \phi_{on})} \quad [A5]$$

|                |                                                         |
|----------------|---------------------------------------------------------|
| $S_{11}$       | Input reflection coefficient of DUT                     |
| $\Gamma_{on}$  | Reflection coefficient of noise source during state ON  |
| $\Gamma_{off}$ | Reflection coefficient of noise source during state OFF |
| $\phi_{11}$    | Angle of $S_{11}$                                       |
| $\phi_{on}$    | Angle of $\Gamma_{on}$                                  |
| $\phi_{off}$   | Angle of $\Gamma_{off}$                                 |

Equation [A5] is valid under the following assumptions:

1.  $\left| \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| \ll |S_{11}| < 2.0$
2.  $|\Gamma_{off}| < 0.05$
3.  $|\Gamma_{on}| < 0.05$

## Appendix B: Gain error reduction by an isolator

If we reformulate equation [A1] we get:

$$DG_{iso} = \frac{G_{av}^{iso}(ON)}{G_{av}^{iso}(OFF)} \times \frac{GT_{dut}(ON)}{GT_{dut}(OFF)} \quad [B1]$$

This equation can be simplified to:

$$DG_{iso} = \frac{|1 - \Gamma_{off} S_{11}^{iso}|^2}{|1 - \Gamma_{on} S_{11}^{iso}|^2} \times \frac{|1 - S_{11}^{dut} (S_{22}^{iso} + S_{12}^{iso} \Gamma_{off})|^2}{|1 - S_{11}^{dut} (S_{22}^{iso} + S_{12}^{iso} \Gamma_{on})|^2} \quad [B2]$$

The first term in equation [B2] denotes the mismatch error between noise source and isolator. The second term denotes the mismatch error between the system (noise source + isolator) and the DUT.

## References

1. R. Bertelsmeier, "Limitations of automatic noise figure measurement equipment," *Unpublished Paper*, March 1987.
2. R. Bertelsmeier, "Ultraschallarme GaAs-FET Empfangsvorverstärker fuer EME," 32. *Weinheimer UKW-Tagung, Scriptum der Vorträge*, Weinheim, West Germany, September 1987.
3. R. Bertelsmeier, "Effective Noise Temperature of 4-Yagi-Arrays for 432 MHz EME," *DUBUS*, vol. 4, 1987.
4. Eimac, "Some GaAs FET Preamplifiers," *EIMAC Application Note*, vol. AS-49-31, EIMAC.
5. S. Sando, "Very Low Noise GaAs-FET Preamp for 432 MHz," *HAM RADIO*, vol. 4, pp. 22-27, 1978.
6. Hewlett-Packard, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements," *HP Application Note 57-1*, Palo Alto, 1983.
7. J. Gannaway, D. Holms, "Fussangeln bei Rauschzahlmessungen," *UKW-Berichte*, pp. 77-81, 1982.
8. Hewlett-Packard, "S-Parameter Design," *HP Application Note 154*, Palo Alto, 1972.



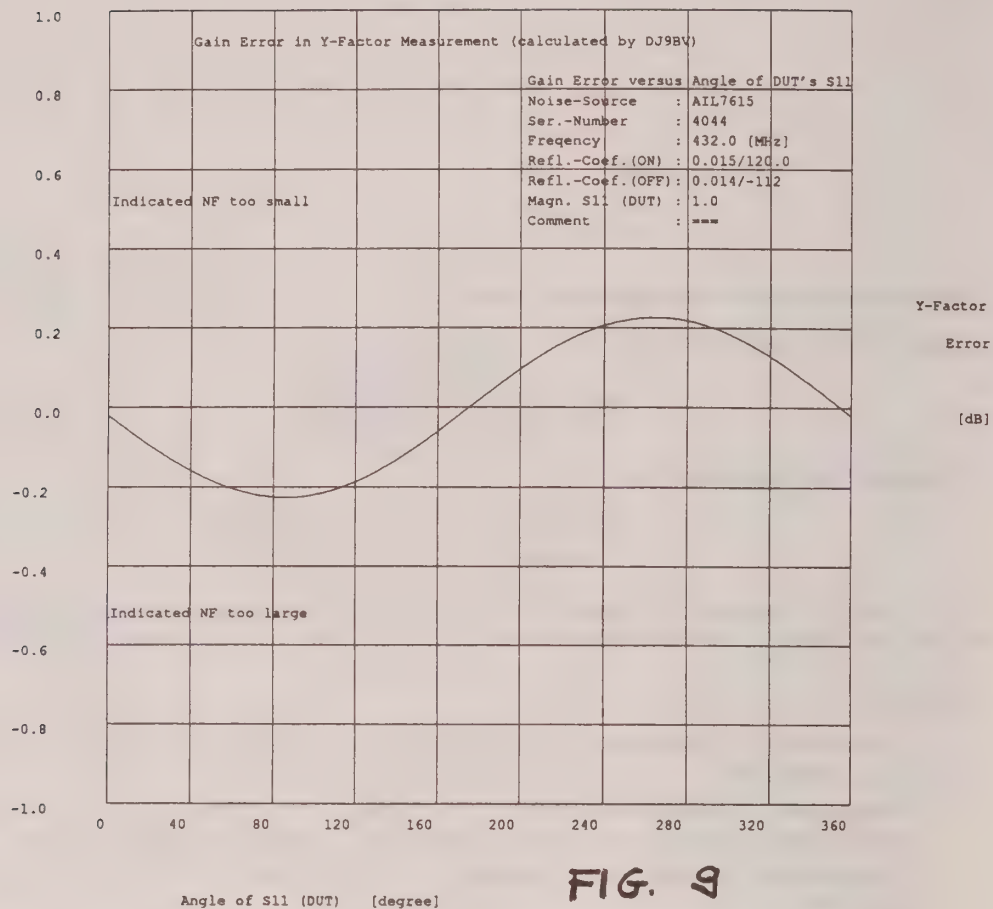


FIG. 9

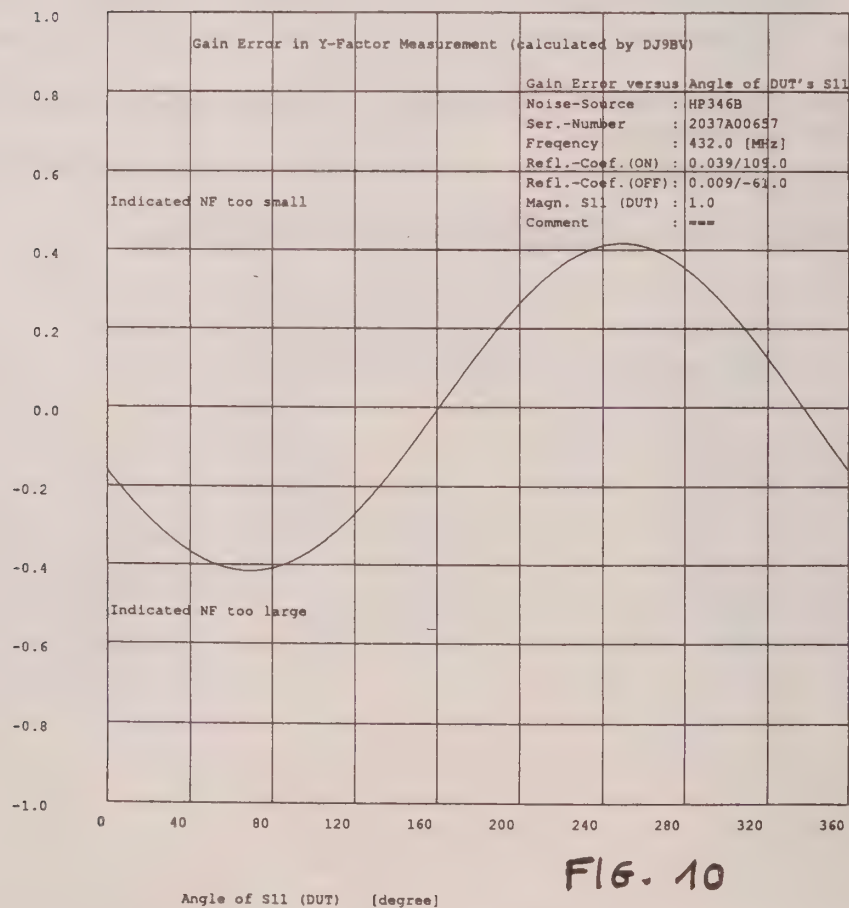
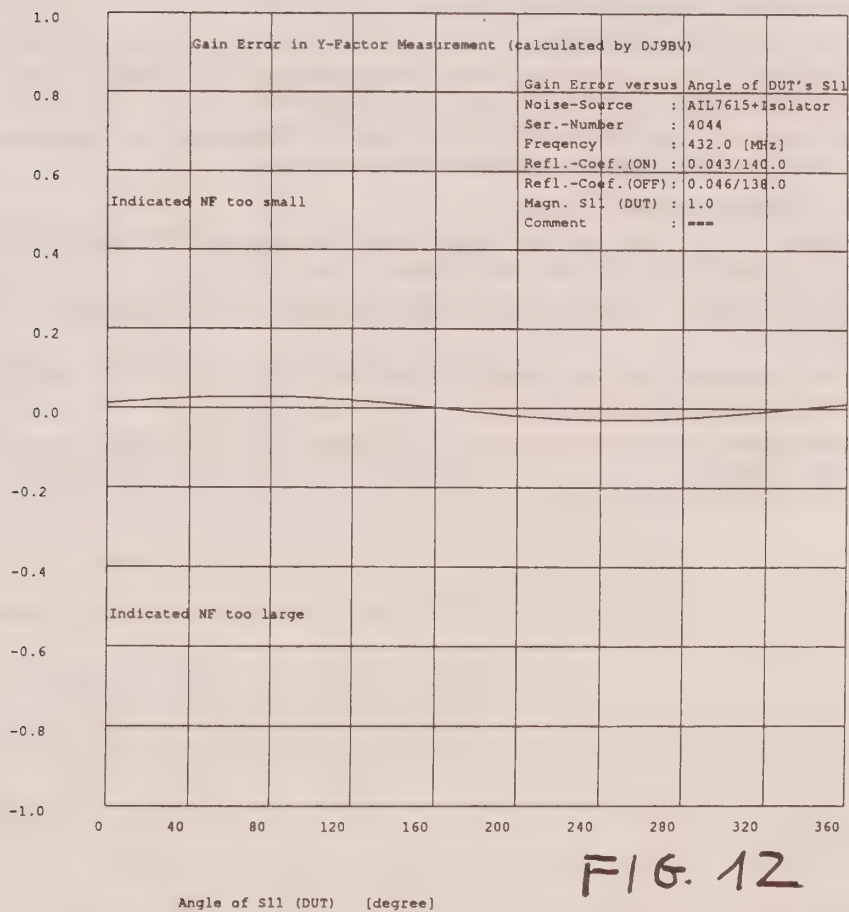
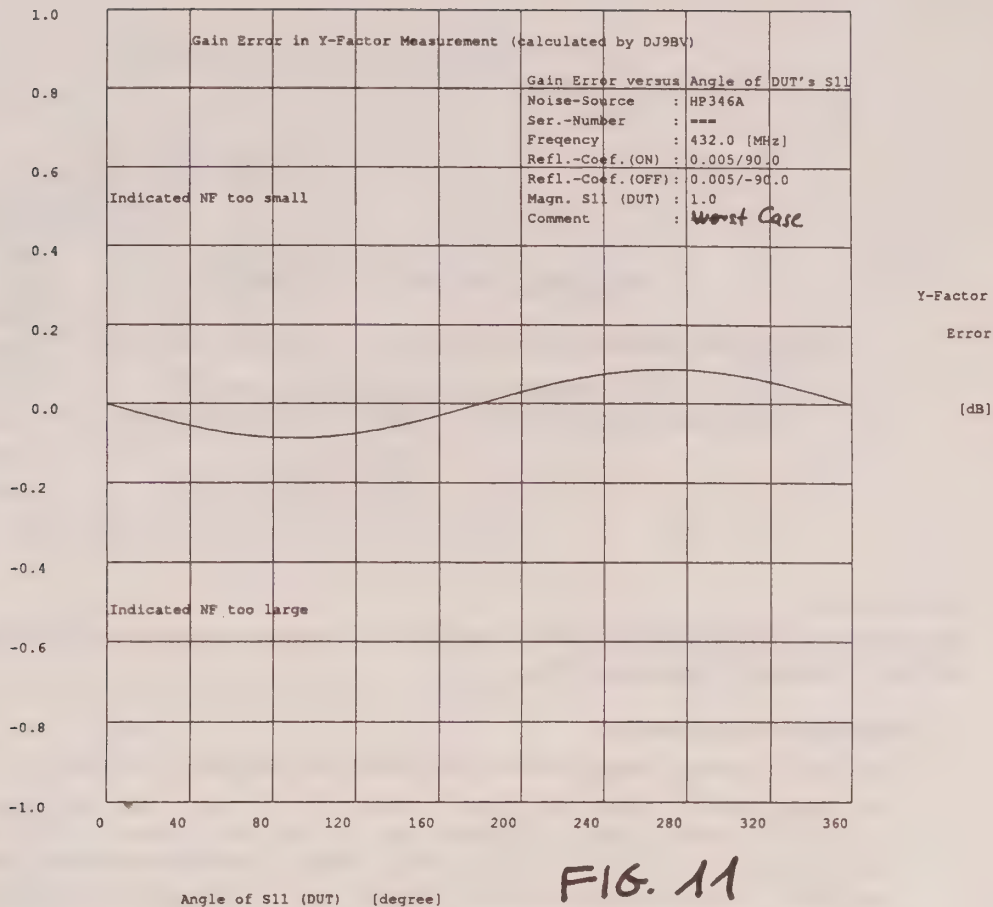


FIG. 10



## Two Stage Preamp for 432 EME

*Jan Bruinier, DL9KR, Jakob-Wittmannstr. 29, D-6272 Niedernhausen, FRG*

Revised Reprint from conference proceedings of  
3 rd International EME Conference, Thorn, Netherlands , September 1988

### 1. Introduction

The following contains some notes on a 432 MHz preamp, which was presented at the EME conference at Thorn, Netherlands, in September 1988.

### 2. Design Objectives and Results

1. Possibility to exchange transistor without the necessity of using solder connections.

This was achieved by the use of a "yoke" device for the two source leads plus clamps for gate and drain. The mounting device is insulated from the cavity well by means of a very thin Mica sheet resulting in a capacitor of approx. 300 pF. Ordinary Mica can be split by using a sharp razor blade. Double clad circuit board material eliminates insulating bushings because metal surrounding the screw can be resolved by drilling or etching.

2. Highest possible Q unloaded for input cavity with a given size.

As small screws had been available for this project, all connections within the input cavity were done without the use of any solder. This proved to be a matter of "elegance", i.e. the possible improvement of circuit Q has not been verified by measurement yet.

$C_2$  was tapped down the input coaxial line to reduce its influence on the overall circuit Q. The main advantage, however, is the very comfortable tuning.

3. Optimal interstage coupling

This portion of the circuit puts first's stage output impedance into the area of stability in the Smith chart, provides low loss and offers some selectivity.

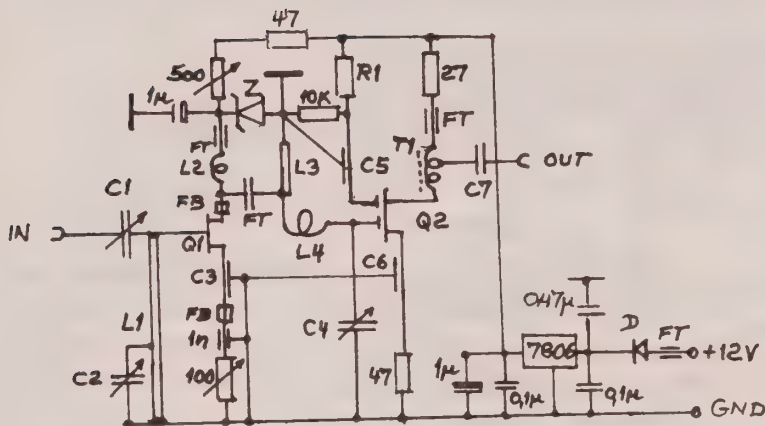
4. Large signal capability is achieved by the use of a tetrode second stage running at high drain current.

5. High gain (in excess of 40 dB) allows this preamp to be run directly into a passive high level mixer via more than 10 dB cable loss.

For more improvements as the use of chip caps, tuning flappers etc. there should be certainly left room for the experienced builder.



# DL9KR TWO STAGE PREAMP '88



C1, C2 0,4 - 2,8 pF quartz glass or sapphire trimmers

C3 GaAsFET mounting plate/very thin mica sheet/wall, about 300 pF

C4 10 pF Johanson

C5, C6, C7 470 pF disc ceramic

D "Idiode"

FB small ferrite bead, about 2 mm outer dia.

FT feed-thru, about 470 pF

L2 5 turns AWG 28, 3 mm dia.

L1 see drawing

L3, L4 see drawing. Important: L4 about twice the length of L3, in order to obtain 1:9 (or more) impedance transformation from drain Q1 to gate 1 of Q2.

R1 start with about 10k and adjust for 30 mA drain current of Q2

Z Zener 5,6 V for "normal" GaAsFETs , T1 transformer 9:1, ferrite  
3,6 V for Hetero Junction FETs (3:1 turns ratio) core

Q2 CF300, 3SK97 or similar dual gate.

## Note:

This preamp is conditionally stable.

A cover must be installed, at least over the input cavity.

Gain is greater than 40 dB.

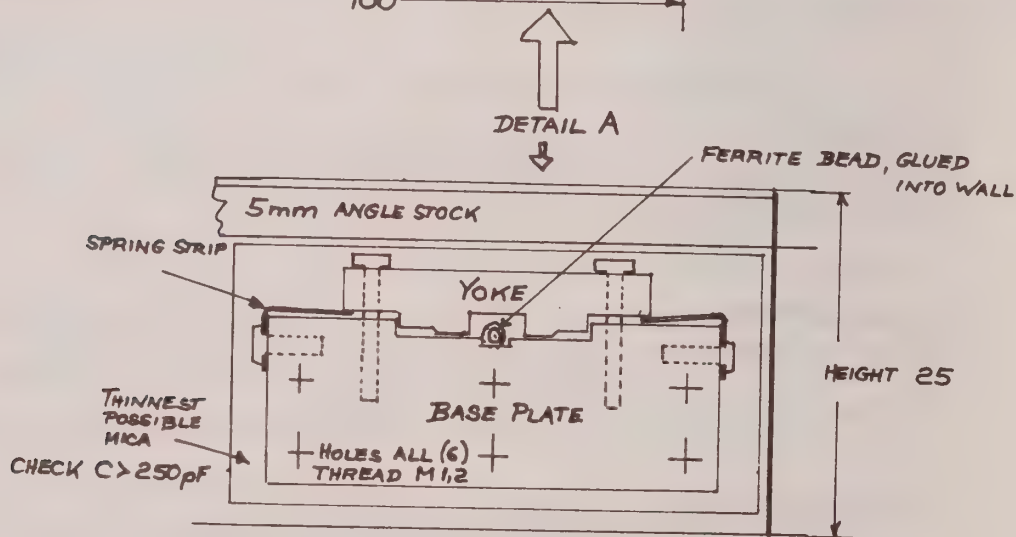
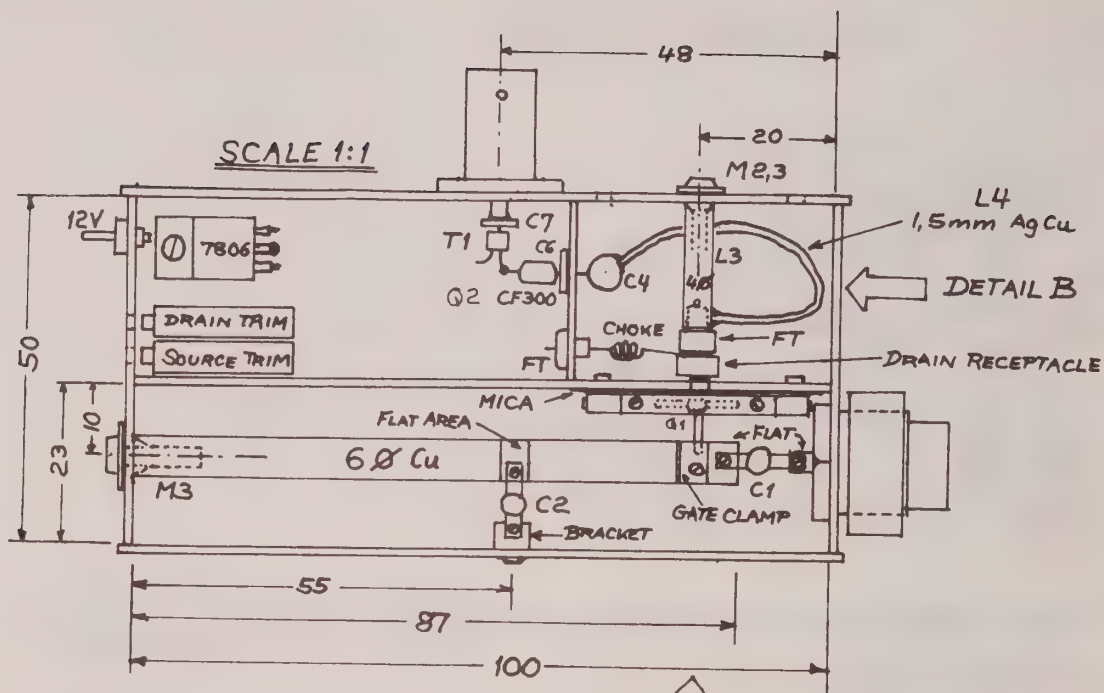
All data given as suggestions rather than a "cookbook recipe"

All mechanical dimensions in millimeters.

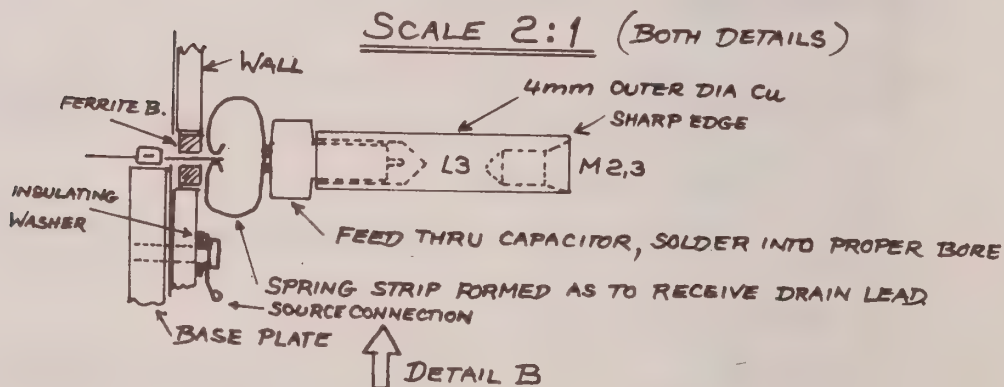
M3 means metric thread, 3 mm outer dia.

Small screws such as the M1,2 used in this preamp usually can be obtained through model railway supply houses.

In F.R.G.: Hans-H. Honig, Holser Heide 32, D-4796 Salzkotten 7.



SCREWS M1,2. PLATE & YOKE 3mm Cu.  
PHOSPHOROUS BRONZE SPRING STRIPS TO LIFT YOKE  
WHEN INSERTING DEVICE.



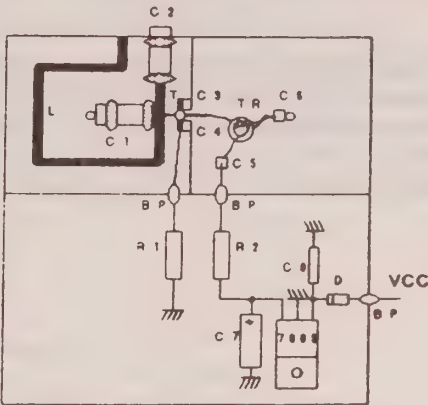
# DL9KR TWO STAGE PREAMP '88

# High Performance 432 MHz Preamp

Jean-Jacques Maintoux, F1EHN  
Flavio Robles, FD1EHQ

## 1. Introduction

The following describes a preamp, which has been designed for EME use primarily. Different transistors have been tried and their measurements are given. First a very ordinary preamp, copying the JA6CZD/SSB-Electronics design, but using an untuned output for stability, was built. In this circuit several transistors have been tested for noise figure. Best results have been achieved with the NE72089 from NEC and the MGF1302 from Mitsubishi. Very high frequency devices as GaAs-Fet's don't drop in noise figure below 1 GHz. The measurements in the test circuit can be seen in Table 1.



## 1. Einführung

Im folgenden wird ein Vorverstärker beschrieben, der hauptsächlich für den Einsatz bei EME-Stationen konzipiert wurde. Diverse Transistoren wurden getestet.

Fig.1/Bild 1: Testcircuit/Testschaltung

Um die Auswahl zu erleichtern, wurde zunächst ein einfacher Test-Vorverstärker im Design von JA6CZD/SSB-Electronic gebaut. Um Unstabilität zu vermeiden wurde allerdings der Ausgangskreis durch einen 4:1 Balun ersetzt. Die besten Resultate ergaben ein NE72089 von NEC und einige MGF1302 von Mitsubishi. Typisch für GaAs-FET's ist die Eigenschaft, unter 1 GHz keine Senkung der Rauschzahl aufzuweisen, sondern sogar bei niedrigen Frequenzen

TABLE 1 (\*)

| FET         | Noise Figure | Gain (dB) | ID (mA) | VDS (V) |
|-------------|--------------|-----------|---------|---------|
| NE72089 - 1 | 0.30         | 20.6      | 10      | 3       |
| NE72089 - 2 | 0.30         | 21        | 11      | 2.9     |
| MGF1302 - 1 | 0.34         | 21.2      | 12      | 2.6     |
| MGF1302 - 2 | 0.35         | 20.5      | 8       | 3.3     |
| MGF1302 - 3 | 0.37         | 20.4      | 11      | 3       |
| MGF1302 - 4 | 0.30         | 21        | 10      | 3       |
| NE75083     | 0.36         | 19.5      | 10      | 3       |
| NE71083 - 1 | 0.39         | 21        | 10      | 3       |
| NE71083 - 2 | 0.37         | 20        | 10      | 3       |
| DXL1503     | 0.40         | 20.4      | 8       | 3.3     |

wieder eine höhere Rauschzahl zu haben. Die Ergebnisse für die verschiedenen Transistoren können in obenstehender Tabelle abgelesen werden.

## 2. Low Loss Design

For further reduction of the noise figure a special low loss input cavity (Figure 3) has been developed. Figure 2 describes circuit details. Input loss is down about 0.07 dB. Noise figures under 0.3 dB have been achieved for some transistors. One comment concerning the measured noise figures: Measurements were performed with a HP8970B PANFI and an isolator between noise source and preamp. Results are what they are! Please note that noise figures mostly are just comparison figures. In fact the first NE72089 measured 0.4 - 0.5 dB on a AIL75 PANFI.

Um die Rauschzahl weiter zu reduzieren wurde ein spezieller koaxialer Eingangskreis mit



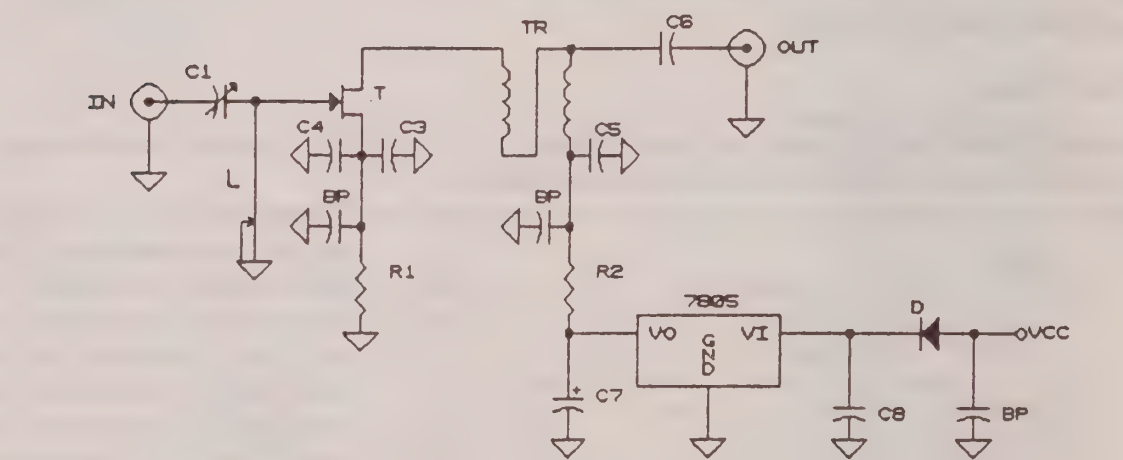
Technical Reports: High Performance 432 MHz Preamp

niedrigen Verlusten entwickelt. Die Details der Schaltung ergeben sich aus Abb. 2. Die Eingangsverluste haben sich offensichtlich um 0,07 dB reduziert. Für einige Transistoren wurden

TABLE 2 (\*)

| FET        | Noise Figure (dB) | Gain (dB) | ID (mA) | VDS (V) |
|------------|-------------------|-----------|---------|---------|
| NE720B9    | 0.24              | 20        | 10      | 3       |
| MGF1302    | 0.23              | 19.5      | 10      | 3       |
| MGF1302    | 0.23              | 20.5      | 9       | 3       |
| NE137B3-CX | 0.34              | 21.5      | 10      | 3       |

Rauschzahlen von weniger als 0,3 dB erzielt. Noch eine Bemerkung zu den Meßergebnissen: Die Messungen wurden mit einem HP8970B PANFI und einer mit einem Isolator versehenen Rauschquelle ausgeführt. Die Resultate wird man so hinnehmen müssen! Rauschzahlmessungen sind absolut gesehen bestenfalls grobe Vergleichswerte. Z.B. wurde der NE720B9 mit 0,4 - 0,5 dB auf einem AIL75 PANFI gemessen.



- R1 82 Ohms 1/4 W ( Adjust for ID )
- R2 120 Ohms 1/4 W ( Adjust for VDS )
- C1 2.5 pF Gigatrim
- C3,C4,C5 470 pF ATC 100 B
- C6 470 pF Trapez or disc
- C7 1 uF 16V Tantalum
- C8 0.1 uF 50V Ceramic
- BP \* 3 1 nF 50V By pass
- TR 2 turns bifilar twisted 30/100 wound on SIEMENS B 64290 or similar tore

FIGURE 2/BILD2: Circuit/Schaltung

Note: Tnx to HURC INFOS for authorisation of reprinting this article

FIGURE 3(BILD 3): Cavity Design/Mechanik

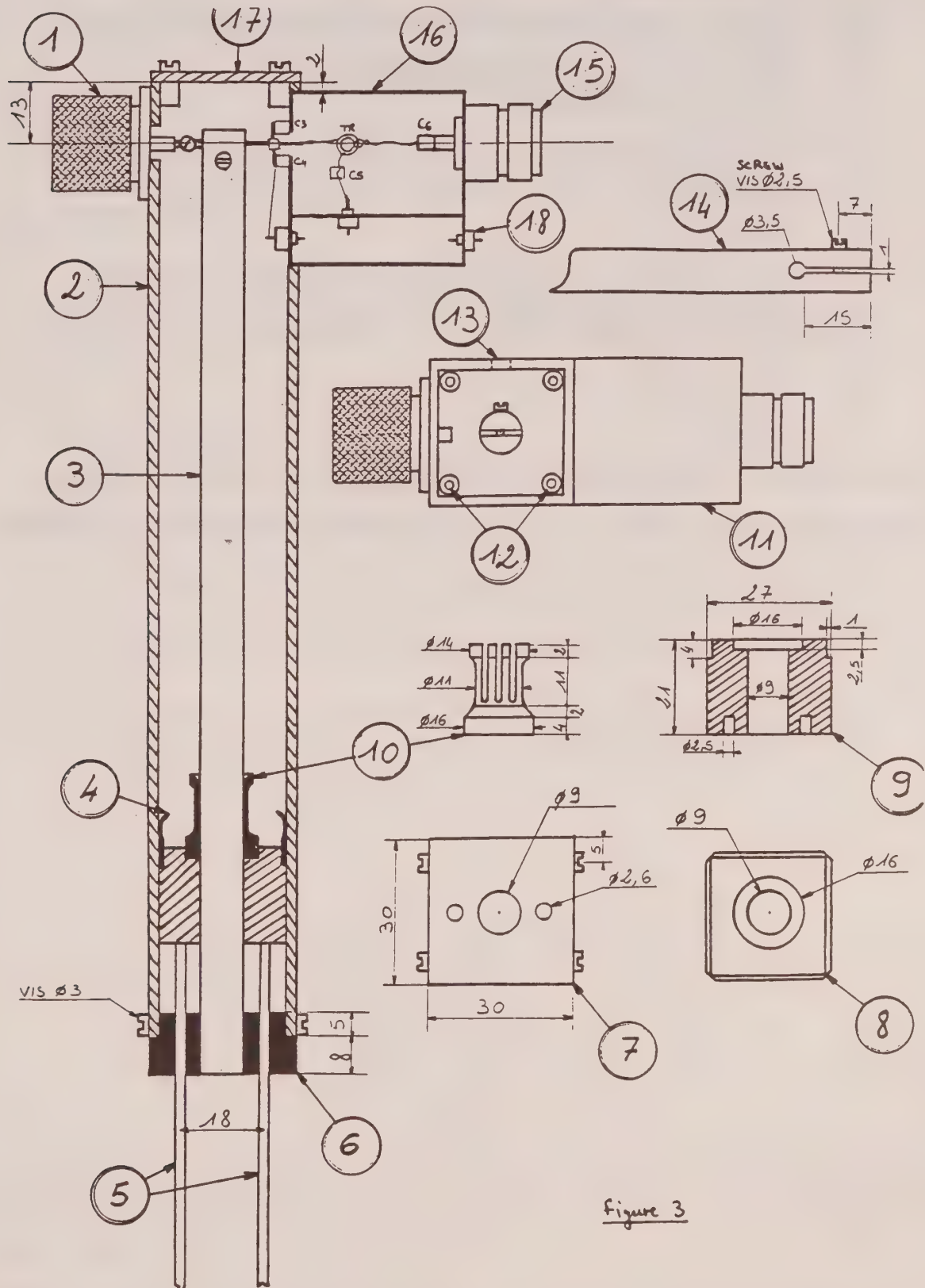


Figure 3

## Technical Reports: High Performance 432 MHz Preamp

### *Parts for Cavity/Teileverzeichnis:*

- 1: N-Male Socket/N-Vater
- 2: Brass square tube 30 x 30 x 1,5 x 200 mm/Messingprofil
- 3: Brass rod 9 mm dia., 208 mm long/Messing Rundprofil
- 4: Short ground contact, Fingerstock
- 5: Short tuning rod
- 6: Line support, soldered with 3
- 7: Preamp bottom view
- 8: Short top view
- 9: Short section view
- 10: Short line contact
- 11: Preamp top view
- 12: Brass rods 4 mm dia., M3 threaded
- 13: Holes 4 mm dia. for input tuning
- 14: Detail of clip at line head
- 15: UG58 A/U socket
- 16: Schubert Box 37x37x30
- 17: Closing plate
- 18: Feedthrough

**Final remark:** A 23 cm model will be realized and hopefully described in the near future.

**Schlußbemerkung:** Eine Ausführung für 23 cm ist in Arbeit und wird möglichst bald veröffentlicht.



# Low Noise No Tune Preamp for 23/24 cm

Michel Rousselet, FD1FLN

Noise figure is primarily of interest in the area of VHF and above . The price of Gallium Arsenide has decreased mainly due to two principal factors . These are television and the 900 MHz cellular radio activity .

This type of transistor is generally characterised in terms of Scattering parameters , and we can calculate and optimize a Low Noise Amplifier (LNA) . I use for that a Software called Toustchtone made by ESSOF , it works on PC , VAX , SUN and some other computer systems .

### How many stages ?

This preamplifier has been designed for use on the tower close to the antenna system . It gives a good noise figure .In general coaxial cable with low losses at 23 cm is very expensive . Therefore with the LNA at the tower , we can use normal RG8 coaxial cable , even though losses at that frequency are not negligible . To overcome the noise figure loss due to the coaxial cable , my choice is to use two GAS FETS (fig 1) . The first stage uses a Gas Fet such as a MGF1302 , DXL1503 , CFY 13 , MGF1402 etc .This type of Gas Fet has been designed for use in TVRO applications . The performance is very good in the 23 cm band .

The second stage uses a low cost dual gate Gas Fet like 3SK124 , 3SK174 , CF300 . That type has been designed for use mainly in TV tuner and Cellular radio applications for the 900 MHz band .

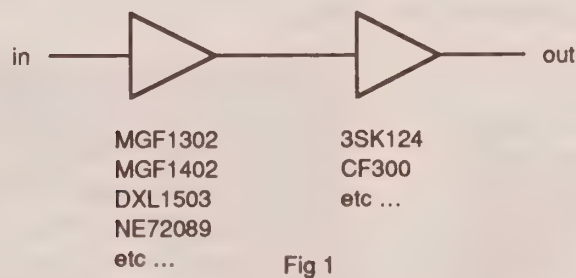


Fig 1

Eine niedrige Rauschzahl ist ein sehr wichtiges Kriterium für Empfänger auf 23 cm. Durch TVRO und 900 MHz Mobilradio sind die Preise für GaAs-FETs stark gefallen. Diese Art von Transistoren wird durch S-Parameter charakterisiert. Damit kann man mit geeigneter CAD-Software (z.B. Touchstone von EESOF) sehr schön rauscharme Vorverstärker designen.

Wegen des hohen Kabelverlustes auf 23 cm wurde ein 2-stufiger Verstärker entwickelt (Bild 1). Die erste Stufe ist mit einem MGF1302 bestückt und die zweite Stufe mit einem 3SK124 bzw. CF300 Dual-Gate-GaAs-Fet, der sehr billig ist und für die zweite Stufe völlig ausreicht.

For the power supply of the LNA I use a 5 V 3 terminal voltage regulator ( 78L05 ) to provide the primary voltage to a DC/Dc converter ( INTERSIL ICL 7660 ) which provides the negative bias voltage for the first stage . This type of IC requires only a few additional capacitors . The negative voltage is fed to the first stage gate via T3 which provides a constant current for the Gas Fet (  $I_d$  of 10 mA for the optimum noise figure ) . D1 on the base of T3 provides temperature compensation .

The bias network of the second stage is very simple . It is only a resistor divider to the second gate G2 and a resistor in the source lead .

The RF network has been designed to filter low frequency . Especially for 432 MHz . All network design has been optimize by Toustchone .

Figure 2 gives the schematic diagram of the preamplifier .

Figure 3 is a curve of the noise figure versus the frequency .

Figure 4 gives the gain versus the frequency .

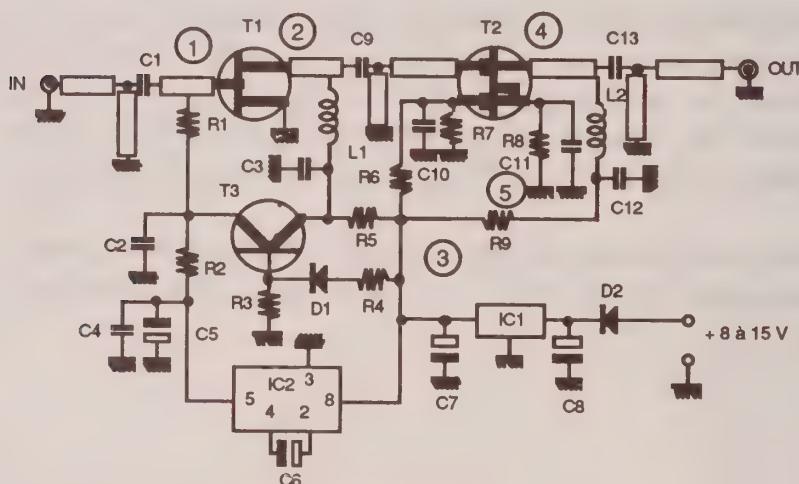


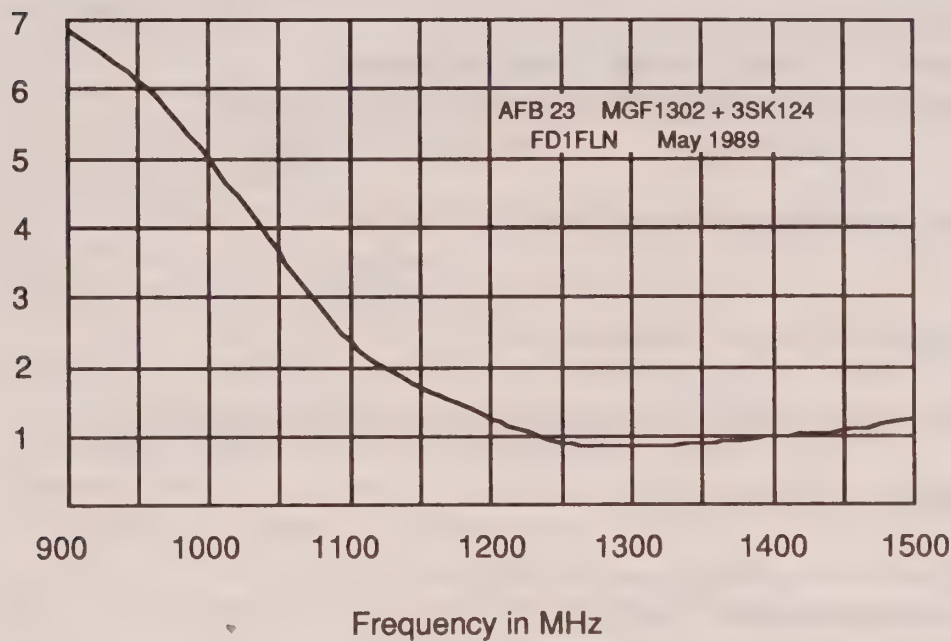
Fig 2 : AFB 23 electrical schematic

### Analyse der Schaltung

Die Schaltung arbeitet mit geerdeten Source-Anschlüssen der GaAs-FETs. Die negative Spannung für die Gates wird vom IC2 (ICL7660/LT1044) erzeugt und durch T3 wird ein Konstantstrom auf T1 eingeprägt, der durch R5 definiert ist und völlig unabhängig von den Exemplarstreuungen von T1 ist. Der Strom beträgt 10 mA.

Die HF-Seite wurde für maximale Unterdrückung von 432 MHz Signalen optimiert. Bild 2 zeigt die Schaltung, Bild 3 läßt den Rauschfaktor über der Frequenz erkennen und Bild 4 den Frequenzgang der Verstärkung. Darin sieht man auch die hervorragende Unterdrückung von 432 MHz mit mehr als 60 dB. Der Frequenzgang der Rauschzahl ist sehr breit mit einem Minimum von unter 1 dB von 1250 bis 1350 MHz. Abstimmeelemente sind wegen der durch das CAD-Design erreichten Breitbandigkeit im Nutzfrequenzband überflüssig.

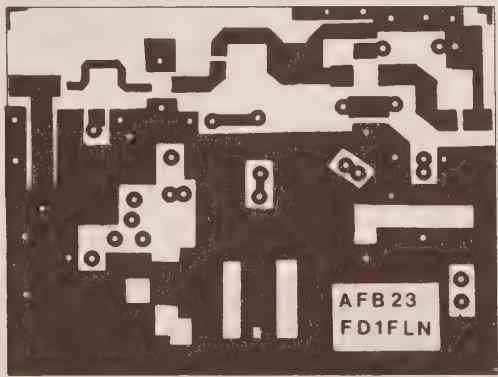
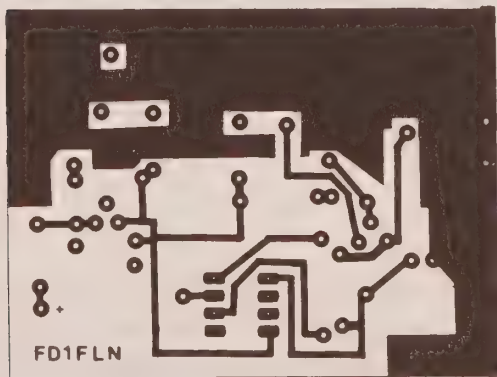
**Fig 3 : Noise Figure in dB vs frequency**



**LOW COST SOLUTION !!!**

For good reproducibility of the preamplifier , microstrip technologie was the best way to do it . While there are a lot of substrate available on the market such as Epoxy glass , Alumina , Teflon glass , Duroid , Epsilam , Sapphire and some others . I chose G10 ( FR4) epoxy glass ( .063 " thick ) as the best trade off for price and quality , also it is very easy to find .

Double face PCB drawing is shown at fig 5a and fig 5b .



**Aufbau**

Der Verstärker ist auf G10 Epoxy-Material aufgebaut. Die beidseitig gedruckte Schaltung ist in Bild 5 zu sehen.



DESIGNER'S OPERATING DATA

Power supply: 4 to 15 V  
 Frequency: 1250 to 1350 MHz, optimum at 1324 MHz  
 NF and SWR: at 1250 MHz: NF = 1 dB SWR = 1.3 dB  
 at 1350 MHz: NF = 1.5 dB SWR = 1.3 dB

Rejection of carrier signals: at 1250 MHz: 40 dB  
 at 1350 MHz: 40 dB

Temperature: ambient 20 to 40°C = 68 to 104°F

THIS PREAMPLIFIER IS DESIGNED FOR NO TUNE IN RF AND DC

MECHANICAL CONSTRUCTION

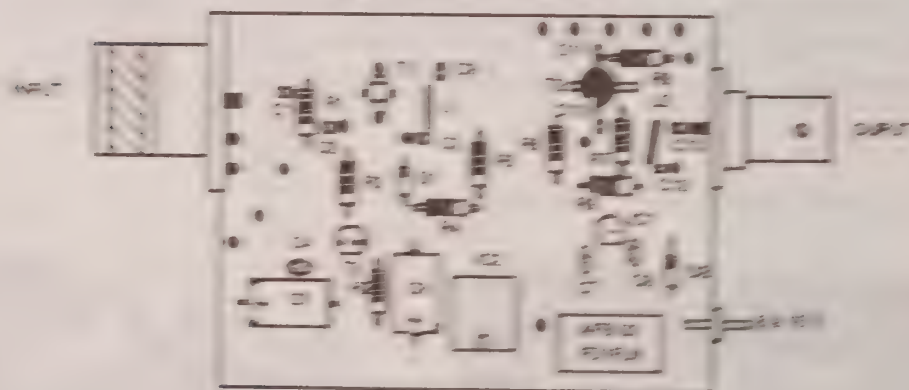
Fig 3 gives the component placement on the PCB board.

Install all the components at the time except the Bias Tee.

Check the board for any shorts or errors.

The PCB should be put in a shielding box with an SMA input connected to the input and a 0 or BNC type connector to the output.

Fig 3: Component view.



• Design notes:

Notes

Betriebsspannung: 4 - 15 Vdc  
 Stromverbrauch: 50 mA @ 15 V  
 Flauschfaktor: 1.3 dB @ 1250 MHz und 1.5 dB @ 1350 MHz (ATTN)  
 Verstärkung: 20 dB @ 1250 MHz und 15.3 dB @ 1350 MHz  
 Fremdwellenunterdrückung: -44 dB @ 400 MHz und -35 dB @ 1300 MHz

Bild 3 zeigt den mechanischen Aufbau in einem Abschirmgehäuse. Vor dem Einbau muß ein 1.1-Diameter genommen werden. Der Ausgang kann auch mit BNC ausgegossen werden.

Construction steps

Prepare the PCB with through wires to the ground plane or rivets. See fig 9. The location of this ground points is shown on fig 6.

Solder or bolt the PCB in the box.

Solder the two Gas Fets ( disconnect the soldering iron from the house supply ) or use grounded iron.

Check the voltage on the PCB at points noted on the schematic.

- (1) - 0.46 V      (2) 3.1 V      (3) 2.5 V      (4) 4.9 V      (5) 0.7 V

The differential voltage across R5 and R9 show the DC currents for T1 and T2 ( Respectively about 10 mA for T1 and 15 mA for T2 ).

If all the voltages are correct , the preamplifier should be working.

Note : All the voltages measurement should be done with a 50 Ω load at the input and the output.

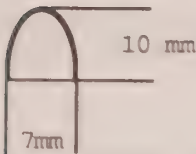


Fig 7 : L1 and L2

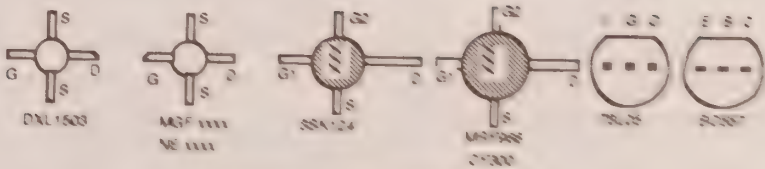
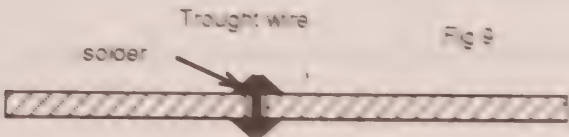


Fig 8 : transistors package ( bottom view )

Konstruktion

Die gedruckte Schaltung wird durchkontaktiert, wie in Bild 9 angegeben. Die Position der Durchkontaktierungen ergibt sich aus Bild 6. Nach dem Einlöten der GaAs-FETs (mit geerdeter Lotspitze) werden die Spannungen und Ströme kontrolliert. Dazu schließt man den Verstärker am Ein- und Ausgang mit 50 Ohm ab und legt 12 V Betriebsspannung an.

Man müssen an den Prüfpunkten folgende Spannungen zu messen sein:

- (1) : - 0,46 V      (2): 3,1 V      (3): 2,5 V      (4): 4,9 V      (5) : 0,7 V

### FINAL NOTES :

Noise figure and gain measurements were made with a HP8753 for the gain and with a HP8970 plus a circulator for the noise figure .

The MGF 1302 can give a better noise figure than indicated here , but this would require a better front end such as a cavity . This preamplifier was not intended to be the best of this type of frequency design but one that simple to build with good reproducibility .

The cost of this AFB23 preamplifier is below 20 \$ including connectors and box .  
Thank you to Charlie W7GBI and Jim WA7CJO for the help of the translation .

### References :

- The weekender WA9HUV Ham Radio NOV 88
- Tri T Ha " Solid state microwave amplifier design "
- OE9PMJ and F6CER 1296 MHz preamplifier in DUBUS magazine and HURK info

Die Differenzspannung über R5 und R9 läßt einen die Ströme durch T1 und T2 ermitteln. Die sollen 10 bzw. 15 mA sein.

### Schlußbemerkungen

Die Messung des Rauschfaktors wurden mit einem HP8970 PANFI mit Isolator zwischen Rauschquelle und Verstärker durchgeführt. Der Frequenzgang der Verstärkung wurde mit einem HP8753 Netzwerkanalysator gemessen.

Natürlich kann mit dem MGF1302 auch noch niedrigere Rauschfaktoren als in dieser Schaltung erreichen. Dann muß man allerdings einen aufwendigen Eingangskreis in Koaxial-Luft-Technik konstruieren, der zudem noch abgeglichen werden muß. Hier wurde auf Abgleichfreiheit, Reproduzierbarkeit und niedrige Kosten mehr Wert gelegt, zumal der erzielte Wert für terrestrische Verbindungen mehr als ausreichend ist.

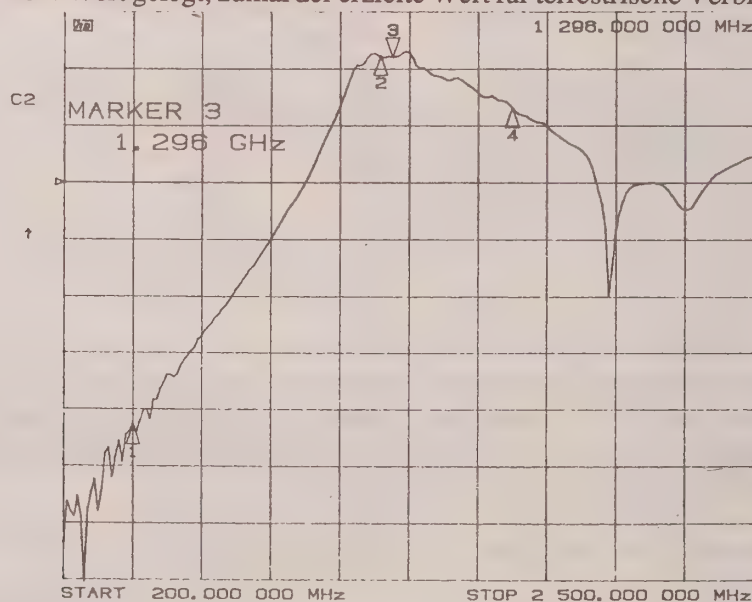


Figure 4/Bild 4: Gain versus frequency



# Low Noise Preamp for 1.3 GHz

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV  
Glücksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50

**Abstract:** For EME on 1296 MHz very low noise operation of the RX is essential because of the low sky temperature. The design uses noiseless feedback in the source for unconditional stability, fixed tuning and the AVANTEK ATF10135 GaAs-FET. It provides very low noise figure ( $< 0.5$  dB), good return loss in the input and moderate gain (15 dB). Highpass gain characteristic provides suppression of TV-transmitter signals. The valuable application of Microwave-CAD-Software (SUPER-COMPACT PC) is demonstrated.

**Kurzfassung:** Für 1.3GHz EME bringen sehr rauscharme Vorverstärker eine niedrige Systemtemperatur, da der Anteil von der Antenne wegen des niedrigen Rauschpegel am Himmel gering ist. Der LNA benutzt einen AVANTEK ATF10135 GaAs-FET in einer Gegenkopplungsschaltung. Diese sorgt für absolute Stabilität ( $K > 1$ ), gute Rückflußdämpfung im Eingang und eine sehr niedrige Rauschzahl von  $< 0,5$  dB. Ein integriertes 3-poliges Hochpassfilter sorgt für hohe Unterdrückung von Signalen aus dem FS-Bereich IV/V und dem 70 cm Band. Die Schaltung wurde mit Hilfe von SUPER-COMPACT PC entworfen und optimiert.

## 1. L-Band LNA's with source feedback

Using GaAs-FET's for low frequency applications in L-Band without special circuit design for enhanced stability allows only for low stability factors. For example one of the first designs for a 23 cm LNA from DJ8QL ([1]) whilst having good noise figure has a rather poor stability factor<sup>1</sup> ( $K \sim 0.3$ ). Figure 1 shows the design. A load VSWR greater than 1.75 raises the real part of input impedance to negative values already. The best noise figures measured for this circuit are about 0.5 dB ([2]). Other developers try to swamp the output with resistive loading for better stability.

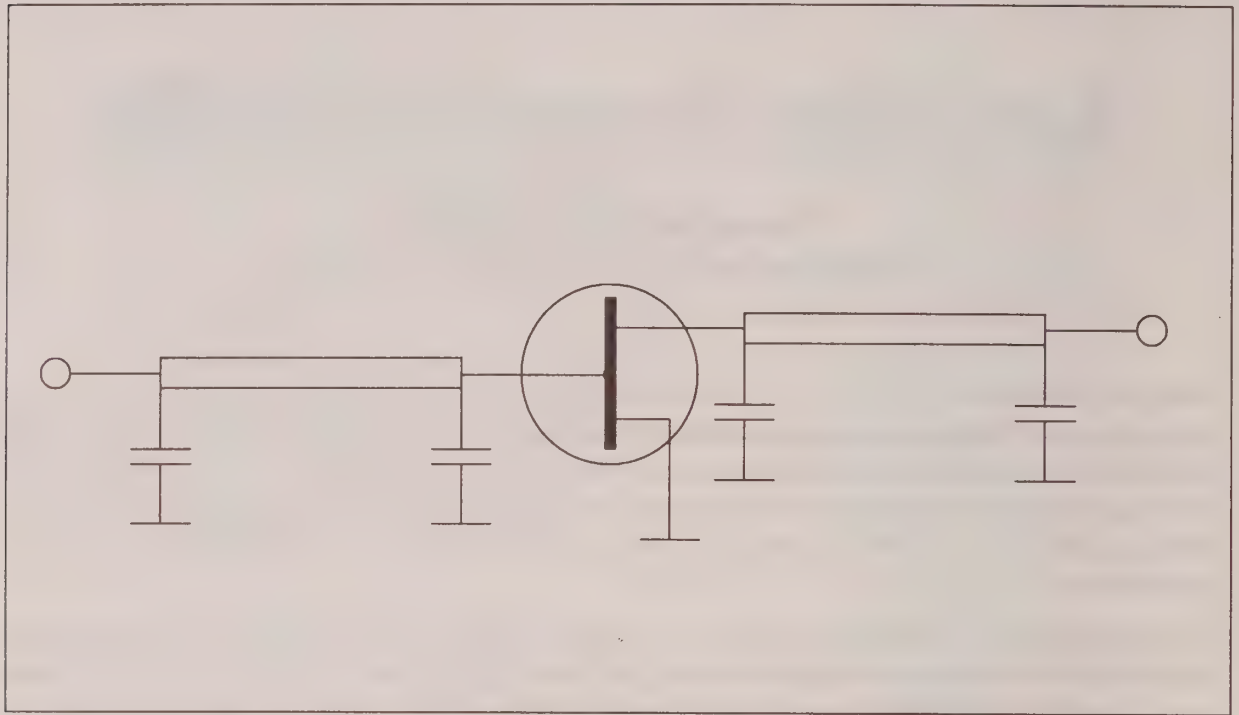
New ideas came from the radio astronomers. By using inductive feedback in the source they produced L-Band amplifiers with very good noise figure (0.67 dB at room temperature), stability factor  $K > 1$  and good input match ( $RL < -15$  dB). In fact those amplifiers have been designed for cooled operation where they achieve a noise figure of only 0.19 dB ([3]). Improved versions ([4]) have 0.13 dB noise figure.

The effect of a source inductivity is the increase of stability factor ( $K > 1$ ) and a change of noise match into the direction of gain match. Therefore two problems of GaAs-FET operation on low frequencies, i.e. poor stability and poor input match have been solved by this method. Noise figure does not increase with this type of reactive feedback.

DC8UG has first adopted this idea in Europe in 1985. His amplifier has been measured by DL1BU ([3]), who found values of 1 dB for noise figure and 10 dB for gain.

---

• 1 Look for concept of stability factor in Appendix A



Bild/Figure 1: Simple GaAs-FET amplifier for 23 cm

A disadvantage of the noiseless feedback method (inductive source feedback) is a decrease of the stability factor above 7 GHz. In fact too high values of inductance may cause an impedance inverter on 10 GHz, ie. a circuit which provides a negative value for the real part of the input impedance. That is very useful for an oscillator circuit but not for a LNA. The difficulty of a good design lies in a well balanced tradeoff between stability on both 1.3 GHz and 10 GHz and how to provide additional means to assure unconditional stability in the full range of frequencies, i.e. from 100 MHz to 12 GHz.

Al Ward has described a LNA for 23 cm in ([5]). This design was developed with the aid of TOUCHSTONE CAD-Software. He got 0.5 dB noise figure at a gain of 14.5 dB and 8.5 dB return loss in the input. The main disadvantage of his circuit is the broadband gain characteristic which does not help to suppress signals from TV-Band or the 70 cm amateur band.

However it has been learned, that the ATF10135 is very well suited to this type of feedback circuit because the real part of the optimum source impedance for minimum noise figure is near  $50\Omega$ . Therefore a simple series-L serves for optimum noise figure matching.

## 1. LNA's für das L-Band mit Gegenkopplung

Die Verwendung von GaS-FET's in L-Band LNA's bringt erhebliche Probleme mit der Stabilität. Das Design von DJ8QL ([1], Bild 1)) mit PI-Anpaßnetzwerken im Ein- und Ausgang hat nur einen K-Faktor<sup>1</sup> von 0,3. Schon bei einem VSWR der Last von nur 1,75 wird der Realteil der Eingangsimpedanz negativ. Damit sind Selbsterregung bei Last- und Quellimpedanzen, die verschieden von  $50\Omega$  sind, fast zwangsläufig. Die besten Rauschzahlen, die für diese Schaltung gemessen worden sind, liegen bei 0,5 dB ([2]). Andere Schaltungen verwenden als Drainbeschaltung Widerstände, um Stabilität zu erreichen.

<sup>1</sup> Das Konzept des K-Faktors wird in Anhang A erklärt

Andere Wege wurden in der Radioastronomie beschritten, wo rauscharme Verstärker für das L-Band benötigt werden, die stabil sind ( $K > 1$ ) und gute Eingangsanpassung haben. Die erste Veröffentlichung stammt von 1980 ([3]), die einen gekühlten LNA mit GaAs-FET's beschreibt, der in der Source mit einer induktiven Gegenkopplung ausgestattet ist. Bei Raumtemperatur (290 K) werden eine Rauschtemperatur von 48 K ( $NF = 0.67$  dB) erreicht bei einer Anpassung von besser als 15 dB Rückflußdämpfung. Bei Kühlung auf 20 K beträgt die Rauschtemperatur nur noch 13 K ( $NF = 0.19$  dB). Der Effekt der Sourceinduktivität besteht in einer Erhöhung des K-Faktors von 0,2 auf ca. 1,1 und in einer Veränderung der Rauschanpassung in Richtung Leistungsanpassung. Damit wurden zwei Probleme von GaAs-FET Verstärkern bei niedrigen Frequenzen - nämlich schlechte Stabilität und schlechte Anpassung - ohne Erhöhung der Rauschzahl gelöst. Eine verbesserte Version ([4]) erreichte sogar 9 K ( $NF = 0.13$  dB) bei Kühlung auf 4.2 K.

DC8UG hat diese Idee als erster aufgegriffen und einen derartigen Verstärker gebaut, der von DL1BU ([3]) 1985 gemessen wurde. Die Werte waren 10 dB Verstärkung bei einer Rauschzahl von 1 dB.

Der Nachteil der Methode besteht darin, daß durch die Induktivität bei höheren Frequenzen ( $> 7$ GHz) der K-Faktor wieder kleiner als 1 wird und diese Verstärker dann leicht bei ca. 9 - 11 GHz schwingen. Nur eine sorgfältige Bemessung der Gegenkopplung und andere, zusätzliche Maßnahmen, können die Stabilität für alle Frequenzen sichern. Die optimale Bemessung der Schaltelemente wird am besten durch den Einsatz von CAD-Software erreicht. Al Ward, WB5LUA, hat in ([5]) einen derartigen Verstärker beschrieben, der mit der TOUCHSTONE CAD-Software entwickelt wurde. Die Meßwerte betrugen 0,5 dB Rauschzahl bei 14,5 dB Verstärkung und 8,5 dB Rückflußdämpfung im Eingang.

Der AVANTEK ATF10135 ist für solche Schaltungen besonders geeignet, da der Realteil der optimalen Quellimpedanz für minimale Rauschzahl bei 1.3 GHz schon in der Nähe von  $50\Omega$  liegt. Man kann daher mit einer einfachen Serieninduktivität auf minimale Rauschzahl anpassen.

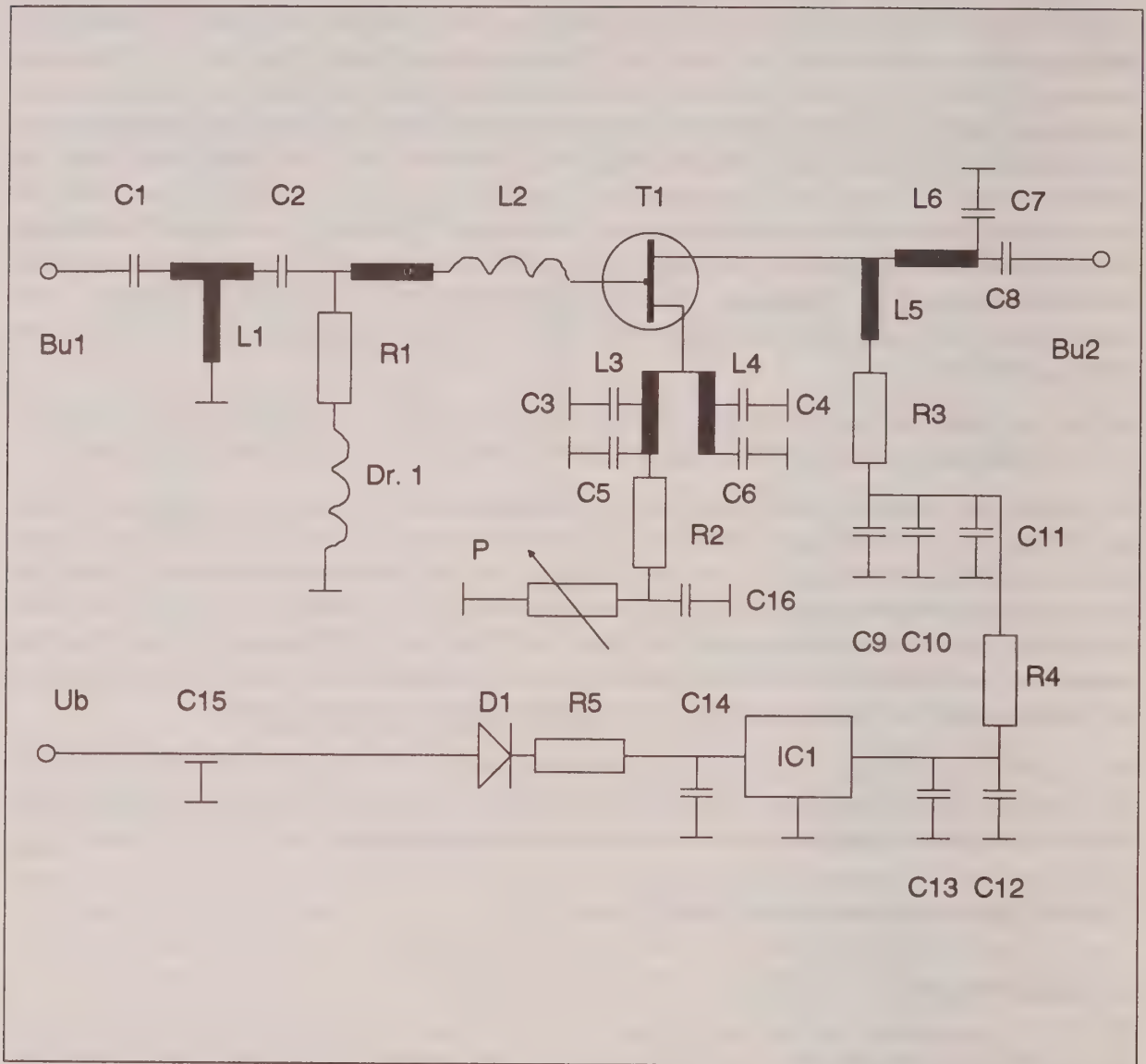
## 2. Description of a feedback L-Band LNA

### 2.1 Requirements

The following features have been found to be useful for an amateur L-band amplifier, which should be perform well in front ends of EME and small signal stations:

- Device ATF10135/36
- Frequency range 1150 - 1350 MHz
- Low noise figure at room temperature  $< 0.5$  dB (35 K), typically 0.4 dB (28 K)
- 3-pole high pass filter in input circuit for suppression of TV-band and 432 MHz amateur band
- Noise impedance matching by means of series coil
- Gain  $> 14$  dB, typ. 15 dB
- Input return loss  $> 6$  dB
- Unconditional stable ( $K > 1$ ) from 100 MHz to 12 GHz
- Reliable construction on teflon-glass PCB





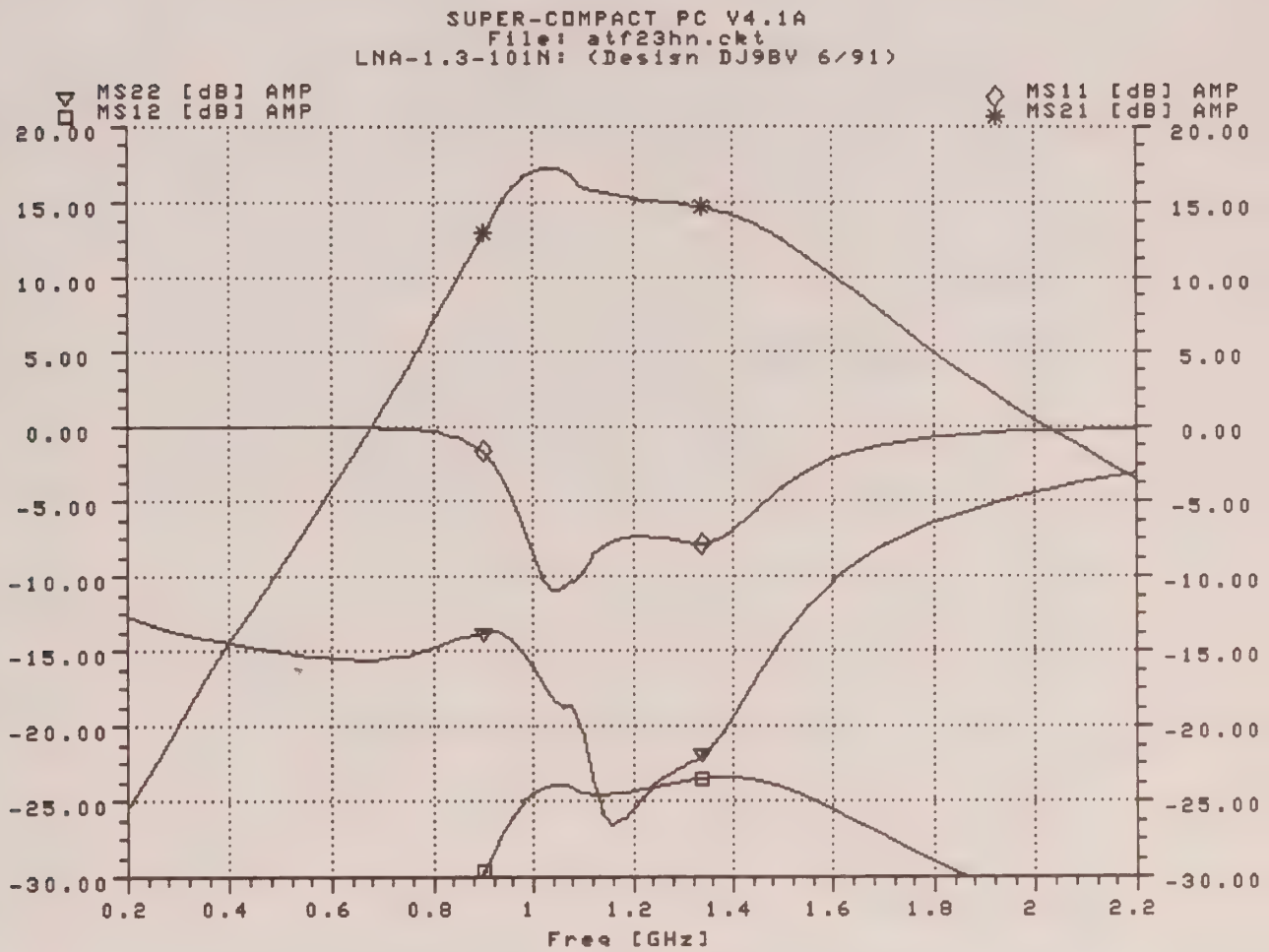
Bild/Figure 2: Circuit Diagram LNA-1.3-101N

## 2. Beschreibung eines LNA für das L-Band in Gegenkopplungstechnik

### 2.1 Anforderungen

Mit Hilfe der CAD-Software SUPERCOMPACT wurde ein LNA für 1,3 GHz (LNA-1.3-101N) entwickelt, der folgende Eigenschaften aufweist:

- Transistor ATF10135/36
- Frequenzbereich 1150 - 1350 MHz
- Niedrige Rauschzahl < 0,5 dB(35 K), typisch 0,4 dB (28 K)
- 3-Poliges Tiefpassfilter im Eingang für gute Unterdrückung der FS-Frequenzen und von 70 cm Signalen
- Einfache Rauschanpassung durch Serienspule im Eingang

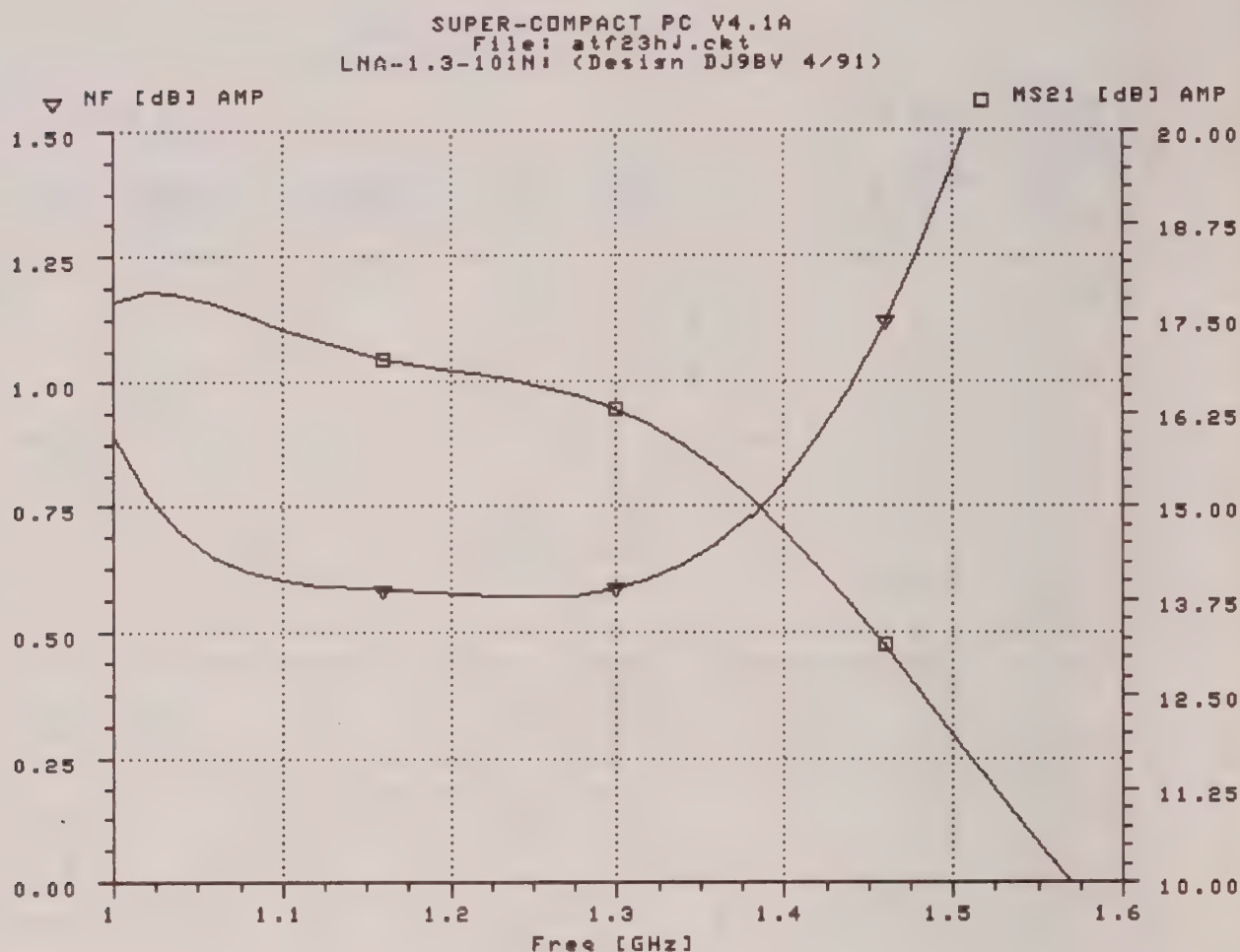


Bild/Figure 3: Simulation of S-Parameters by SUPERCOMPACT

- Verstärkung > 14 dB, typisch 15 dB
- Eingangsanpassung > 6 dB Rückflußdämpfung
- Absolut stabil ( $K > 1$ ) von 100 MHz bis 12 GHz
- Reproduzierbare Konstruktion auf Teflon-Leiterplatte

## 2.1 Circuit Description

Figure 2 displays the circuit diagram. C1, C2 and printed stub L1 compromise the 3-pole butterworth high pass filter with a crossover frequency of 1000 MHz. R1 and Dr. 1 are for ground return of the gate. L2 serves as a noise impedance matching element. The inductive feedback is realized by striplines L3, L4 and the series parasitic inductance of chip capacitors C5 and C6. C3 and C4 are series resonant on 9 GHz



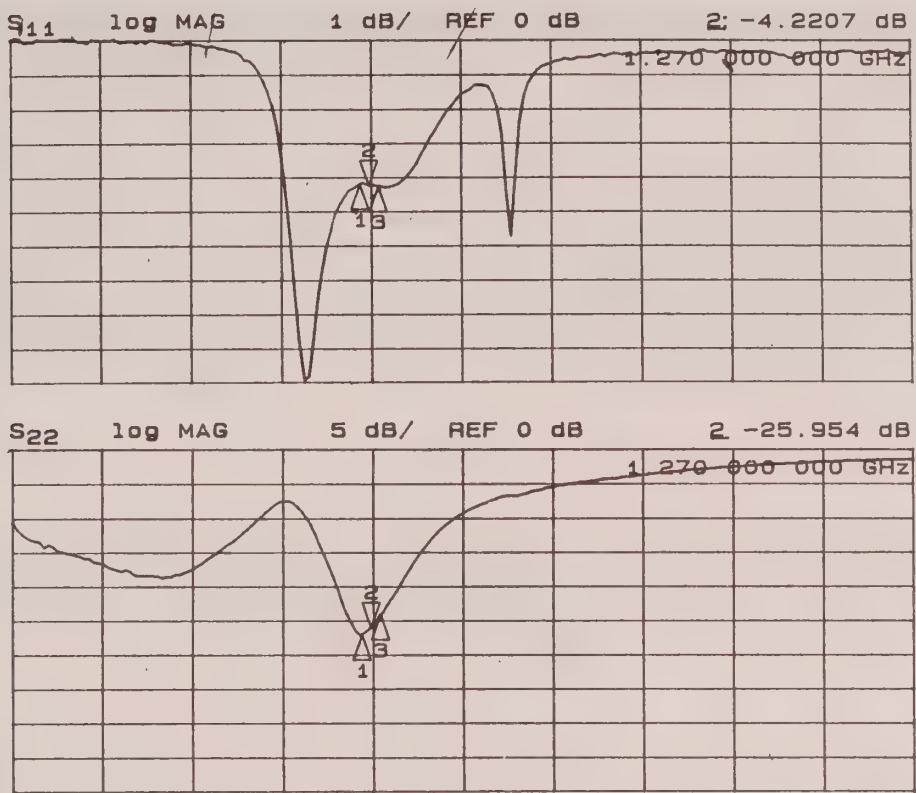
Bild/Figure 4: Simulation of noise figure and K-factor

for effectively grounding the source in this frequency range. L5 and R3 terminate the drain for low frequencies. L5 and C7 provide a broadband output match between 1100 and 1350 MHz.

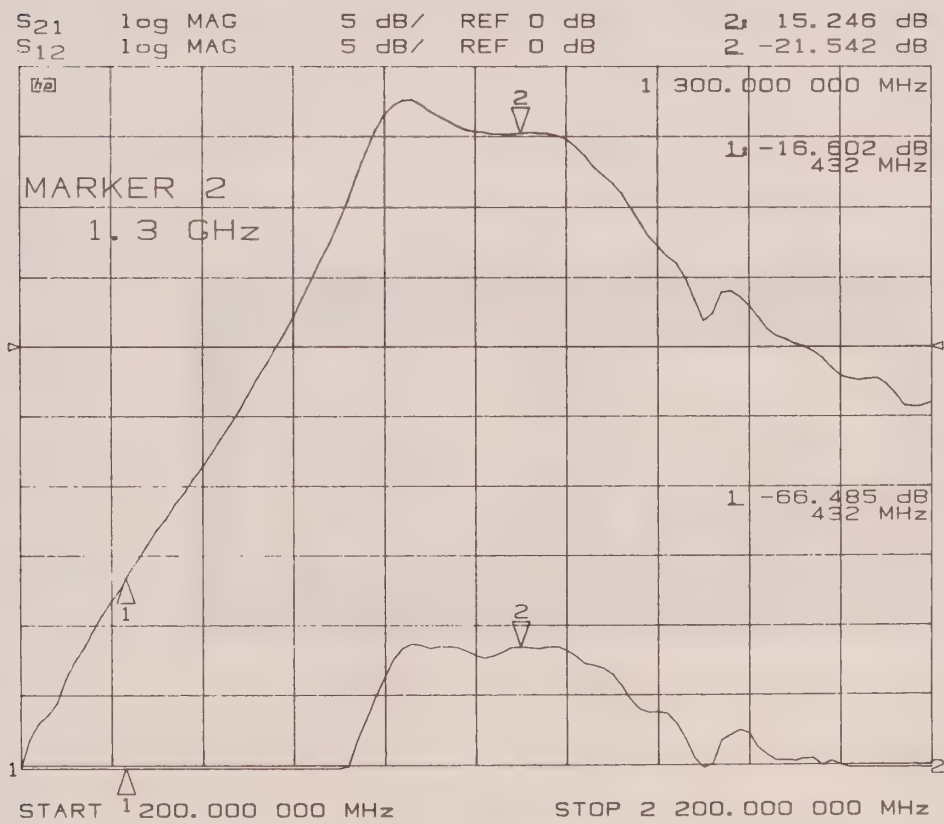
## 2.1 Schaltung

Die Schaltung ist in Bild 2 zu sehen. C1, C2 und L1 bilden das dreipolige Hochpassfilter. Die Dämpfung beträgt 18 dB/Oktave bei einer Eckfrequenz von 1000 MHz. R1 und Dr. 1 bilden die Gleichspannungsrückführung für das Gate. L2 dient zur Anpassung auf minimale Rauschzahl. L3 und L4 sind Induktivitäten zur Gegenkopplung und werden durch die Source-Anschlüsse des FET realisiert. C5 und C6 bilden eine verlustarme HF-Erdung. Die Serieninduktivitäten dieser Kondensatoren bilden ca. 50 % der gesamten Induktivität zur Gegenkopplung. C3 und C4 dienen zur Erdung der Source oberhalb von 7 GHz. L5 und

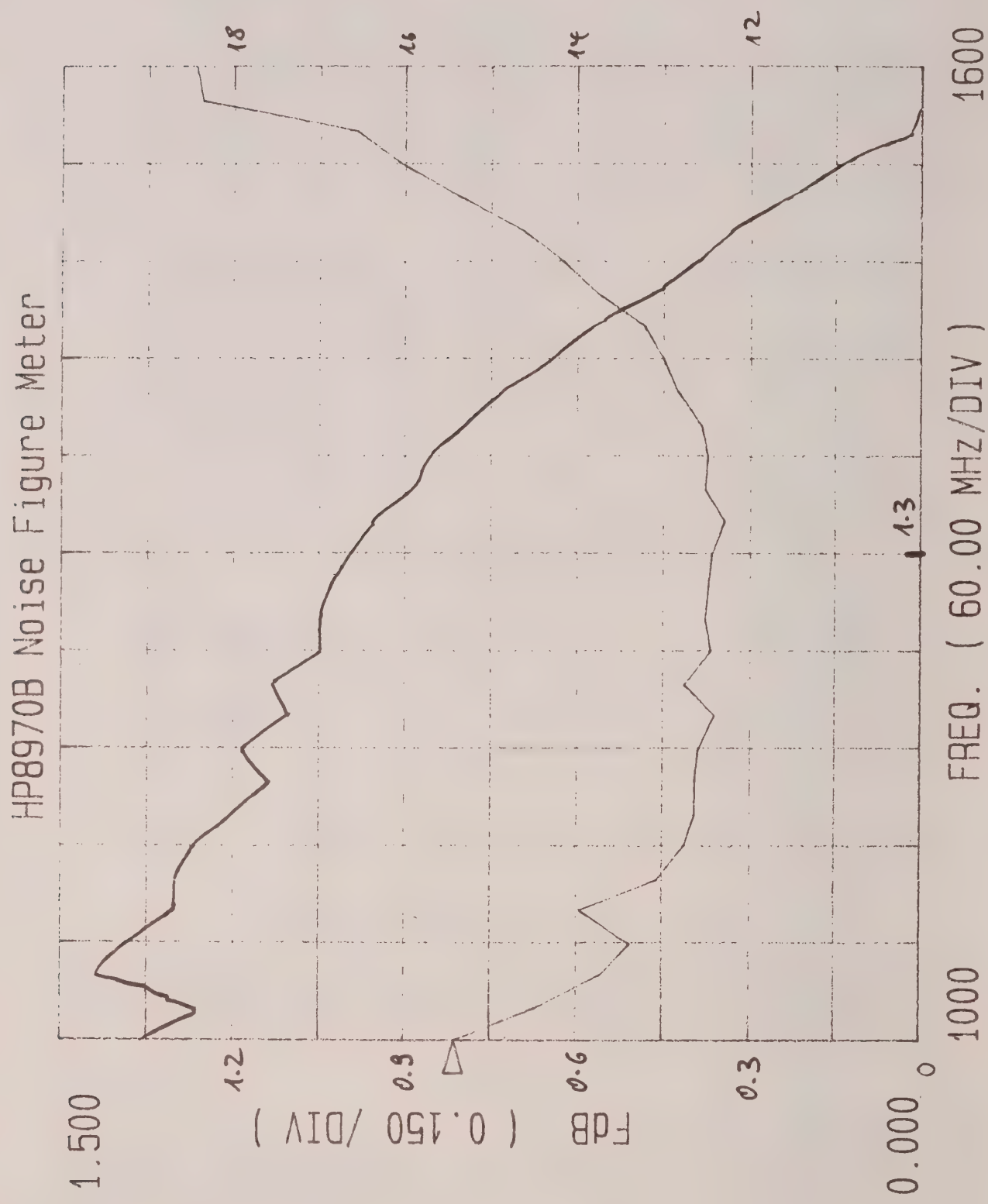




Bild/Figure 5: S11 and S22 of LNA-101N



Bild/Figure 6: S21 and S12 for LNA-101N



Bild/Figure 7: Noise Figure of LNA-101N

R3 bilden eine Belastung des Drain-Kreises, die für tiefe Frequenzen praktisch gleich R3 ist. L6 und C7 bilden ein fest abgestimmtes Anpaßglied für 23 cm.

## 2.2 Simulation

SUPERCOMPACT was used to optimize the circuit design and to simulate the expected performance. Especially valuable was the capability of SC to look at the goodness of noise match: the user can display  $\Gamma_g$  for the whole circuit. Also the problem of low K-factor at 10 GHz was solved with SC after having the idea to introduce some series resonance circuit into the source circuit. Figure 3 displays the simulated S-parameters and figure 4 gives an impression of the predicted noise figure and K-factor.

## 2.2 Simulation

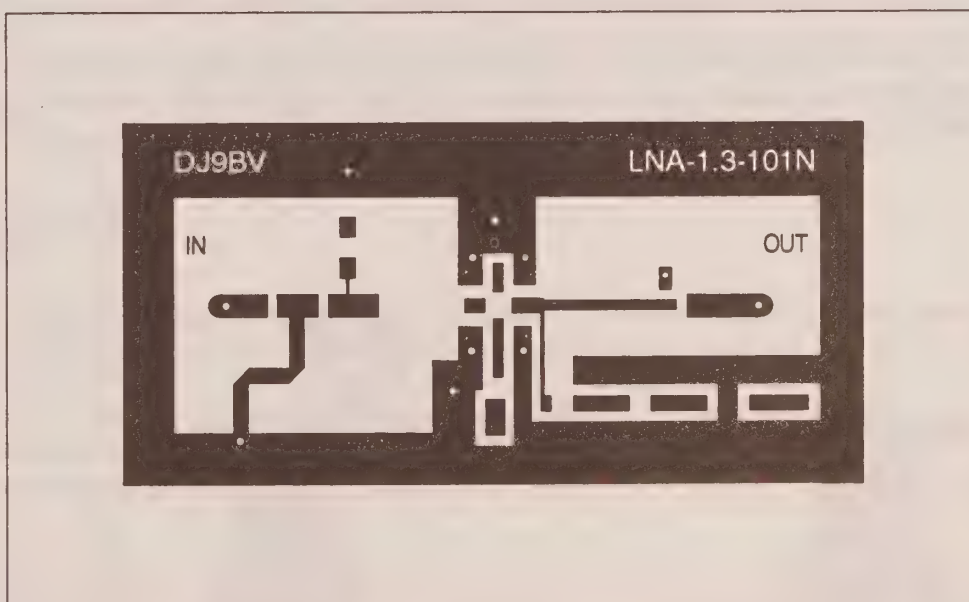
Die Simulation der elektrischen Werte erfolgte durch die CAD-Software SUPERCOMPACT (SC-PC) und wird in Bild 3 (S-Parameter) und Bild 4 (Rauschzahl und Stabilitätsfaktor K) gezeigt. SC wurde erfolgreich benutzt, um den Prototyp zu optimieren und die zu erwartenden Leistungswerte festzustellen.

## 2.3 Results

Figures 5, 6 and 7 display the results measured on a typical LNA. Graphs 5 and 6 show the magnitudes of the S-parameters versus frequency. Noise figure in the range from 1000 to 1600 MHz has been measured with a HP8970B PANFI and HP346A noise source. Figure 7 shows the broad minimum below a value of 0.5 dB from 1100 to 1400 MHz together with the 0.36 db minimum noise figure on 1300 MHz

## 2.3 Meßwerte

Die Meßwerte zeigen die Bilder 5, 6 und 7. In Bild 5 sind S11 und S22 zu sehen. S21 und S12 erkennt man in Bild 6. Die Rauschzahl im Bereich von 1000 bis 1600 MHz, die mit einem HP8970B mittels einer HP346A Rauschquelle aufgenommen wurde, zeigt Bild 7.



## 2.4 Construction

The LNA can be seen in figures 9 and 10. The teflon PCB (Figure 8) has the dimensions 35x72 mm and is soldered into a standard tinned box

Bild 8: Layout LNA-1.3-101N



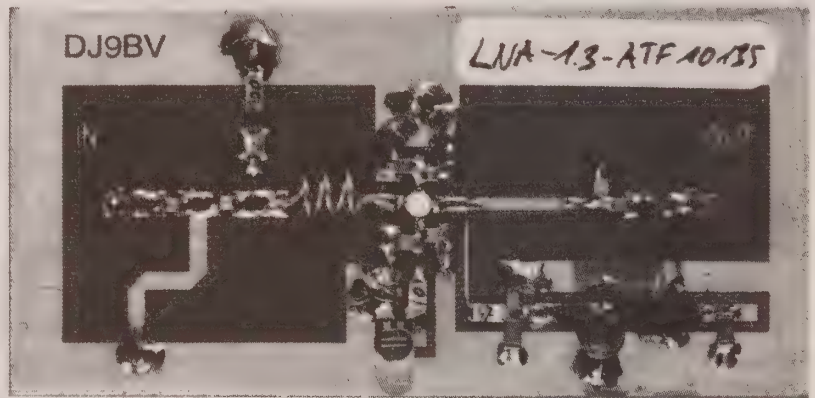
of 35x74x30 mm. Special N-connectors without flange are soldered directly to the back side of the PCB. The inner conductor has to be soldered to the 50 ohms striplines in input and output. The other parts are SMD-parts except the 5 V regulator.

After connecting supply voltage (10...20V) bias is adjusted by means of pot P. The correct bias condition corresponds to 2.8V DC on C11. Then a drain current of 24 mA at an effective drain voltage of 1.1 V is established.

Even without any tuning the LNA has an initial noise figure only 0.2 dB worse than its optimum. With help of a PANFI tuning is very simple by squeezing the coil L2 with a plastic tool until the noise figure displayed is a minimum.

## 2.4 Konstruktion

Den fertigen Aufbau zeigt die Bilder 9 und 10. Die Teflonplatine (Bild 8) mit den Maßen 35 x 72 mm wird in ein Weißblechgehäuse 35x74x30 mm eingebaut. Die N-Buchsen werden direkt auf die Platine aufgelötet, nachdem der Teflonisolator mit dem Messer entfernt wurde. Alle anderen Bauelemente werden in SMD-Technik auf die Platine aufgebracht.



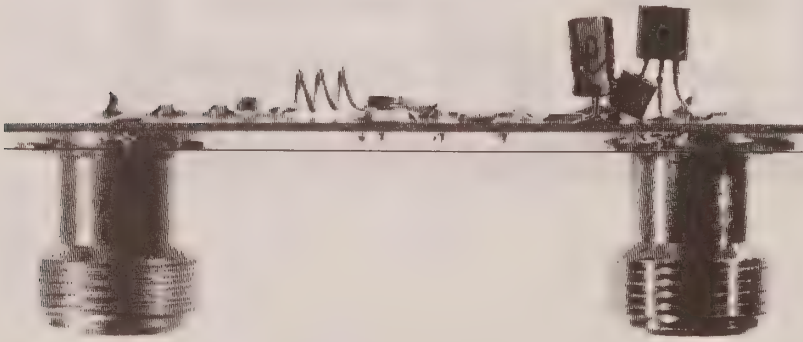
Bild/Figure 9: Prototype of LNA-1.3-101N/Top View

Zur Inbetriebnahme wird Spannung (10...20V) angelegt und die Spannung an C11 mittels P auf 2.8 V eingeregelt. Dann betragen der Strom ca. 24 mA und die effektive Drainspannung ca. 1,1V.

Bereits ohne Abstimmung hat der Verstärker eine Rauschzahl, die nie mehr als 0,2 dB vom Bestwert lag. Die Abstimmung auf Rauschminimum am PANFI ist denkbar einfach. Mit einem Streichholz oder einem Plastikstift wird die Eingangsspule solange verbogen, bis die Rauschzahl minimal ist.

## 2.5 Remarks

Several prototypes (8) have been built. Measurements of forward gain indicate a typical value of 15 dB with a range of 14 to 16 dB. Noise figure seems to be 0.4 dB typical with a range of 0.36 to 0.45 dB. The noise figure is about 0.15 dB lower than indicated by simulation. This may be an artefact because of limited ENR-accuracy of the noise source (+/- 0.23 dB) or a real feature caused by the spe-



Bild/Figure 10: LNA-1.3-101N/Side View

cial bias of 24mA/1.1V, which lowers noise figure.

The LNA can easily modified for 1.7 GHz (METEOSAT) by changing L2 to 12 nH (2 turns only) and C7 to 0.82 pF. Gain is about 13 dB and noise figure around 0.5 dB.

## 2.5 Erfahrungen

Es wurden mehrere Prototypen (8) gebaut. Die Nachbauerfahrungen sind sehr positiv. Die Rauschanpassung ist extrem breitbandig, wie die Meßwerte in Bild 6 zeigen. Die gemessenen Rauschzahlen liegen zwischen 0,36 und 0,45 dB. Damit ist ein typischer Wert von 0,4 dB erreichbar. Vergleicht man die Meßwerte mit der Simulation, fällt auf, daß die gemessenen Werte besser als die Simulation sind. Das mag an der Eichung der Rauschquelle liegen, die ja nur mit  $\pm 0,23$  dB spezifiziert ist oder aber daran, daß der ATF10135 besser als seine publizierten Daten ist.

Der LNA kann leicht für 1,7 GHz (METEOSAT) modifiziert werden. Die Spule L2 wird auf 12 nH reduziert (2 Wdg.) und C7 wird auf 0,82 pF geändert. Die Verstärkung ist dann breitbandig 13 dB von 1300 - 1800 MHz und die Rauschzahl ist 0,5 dB auf 1700 MHz, ist aber wegen der höherfrequenten Abstimmung von L2 auf 1300 MHz nur noch ca. 0,8 dB.

## 5. References

- |                                               |                                                                                                                |
|-----------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| [1] Franz Eichhorn, DJ8QL                     | "23 Preamplifier with MGF1400", DUBUS 3/1980, pp.132-133                                                       |
| [2] R. Bertelsmeier, DJ9BV                    | "Noise Figure Measurement results 3 rd Intl EME Conference in Thorn, Netherlands, DUBUS 4/1988, pp. 4 -7       |
| [3] D.R. Williams, W. Lum, S. Weinreb         | "L-Band Cyrogenically Cooled GaAsFET Amplifier", Microwave Journal, Vol. 23, No. 10, pp.73-76, Oct 1980        |
| [4] S. Weinreb, D.L. Fenstermacher, R. Harris | "Ultra-Low-Noise 1.2 - 1.7 GHz Cooled GaAs-FET Amplifiers", IEE Trans. MTT-30, No. 6, June 1982, pp. 849 - 853 |
| [5] Al Ward, WB5LUA                           | "Low-Noise VHF and L-Band GaAs FET Amplifiers", Rf Design Feb 1989, pp. 38 - 45                                |
| [6] Günter Schwarzbeck, DL1BU                 | "Rauscharme Vorverstärker für das 23 cm Band", CQ-DL, 11/1985, S. 624 - 630                                    |

## Acknowledgements/Danksagung

I have to thank Mr. Eichel from TSS for letting the SUPERCOMPACT-Software. This software proved to be very valuable in the design especially for investigating the problem of broadband stability of this LNA.

Axel, DF1XB, convinced me to integrate the highpass-filter and built the first prototypes. Chris, DF9CY, helped with the first measurements on noise figure. Jacques, PE1KXH, measured the S-Parameters of the prototypes.

Herrn Eichel von TSS sei gedankt für die Überlassung der SUPERCOMPACT-Software, die sich als unschätzbare Hilfe bei der Dimensionierung der Schaltung erwiesen hat. Anders wäre wohl die Problematik der Instabilität auf 10 GHz nicht zu lösen gewesen.

Axel, DF1XB, hat die Idee des integrierten Hochpass-Filters eingebracht und die Platinen und ersten Prototypen gebaut. Christoph, DF9CY, führte die Kontrollmessung der Rauschzahlen der Prototypen durch.. Jacques, PE1KXH, hat die ersten S-Parameter Messungen der Prototypen durchgeführt.

## 6. Parts/Bezugsquellen

PCB's and kits can be odered from/Die Leiterplatten können bezogen werden bei: Rainer Jäger, DC3XY, Breslauerstr. 4, W-2086 Ellerau, Tel.(++49)(0)410673430

| Teile-Nummer/Part.-No | Art/Sort                     | Wert/Value                                      | Her-<br>stel-<br>ler/Man<br>ufact. | Herst.-Bez./Manuf.-<br>No. |
|-----------------------|------------------------------|-------------------------------------------------|------------------------------------|----------------------------|
| C1,C2                 | Chip-C                       | 2,1 pF                                          | TA                                 | 500 CHA 2R1 CGL            |
| C3,4                  | Chip-C                       | 1 pF                                            | TA                                 | 500 CHA 1R0 CGL            |
| C5,6                  | Chip-C                       | 1000 pF                                         | TA                                 | 101 S41 L 101 KP           |
| C7                    | SMD-C                        | 1,2 pF                                          | Sie                                | 0805                       |
| C8                    | SMD-C                        | 100 pF                                          | Sie                                | 0805                       |
| C9                    | SMD-C                        | 18 pF                                           | Sie                                | 0805                       |
| C10,12,16             | SMD-C                        | 1000 pF                                         | Sie                                | 1206                       |
| C13                   | SMD-Elko                     | 2,2 uF/16V                                      | Sie                                |                            |
| C14                   | SMD-C                        | 0,1 uF/100V                                     | Sie                                | 2220                       |
| C15                   | Duko                         | 1 nF                                            | Sie                                |                            |
| Dr. 1                 | SMD-Drossel                  | 0,47 uH                                         | Sie                                | SIMID01/B82412-<br>A3471-M |
| L2                    | Spule 20 nH                  | 3 Wdg. 0.6 mm<br>CuAg; 10 mm<br>lang; 3 mm Dorn | Eigen-<br>bau                      |                            |
| T                     | GaAs-FET                     | ATF10135/36                                     | Av                                 | ATF10135/36                |
| IC1                   | Regler 5V                    | 78L05A                                          | Mo                                 | MC78L05A                   |
| D1                    | Si-Diode                     | 1N4007                                          | Mo                                 |                            |
| P                     | SMD-Poti                     | 100 Ohm                                         | Vi                                 | 4312                       |
| R1                    | SMD-R                        | 100 Ohm                                         | Sie                                | 1206                       |
| R2                    | SMD-R                        | 10 Ohm                                          | Sie                                | 1206                       |
| R3                    | SMD-R                        | 47 Ohm                                          | Sie                                | 1206                       |
| R4                    | SMD-R                        | 91 Ohm                                          | Sie                                | 1206                       |
| R5                    | SMD-R                        | 33 Ohm                                          | Sie                                | 1206                       |
| Bu1,2                 | Koax-Buchse                  | N                                               |                                    |                            |
| PCB                   | Teflon PCB, Taco-<br>nix TLX | 35 x 72 mm, 0.79<br>mm, Er=2.55                 | DC3XY                              | LNA-1.3-101N               |
| G                     | Gehäuse, Weiß-<br>blech      | 35x74x30 mm                                     |                                    |                            |

### Abkürzungen:

TA: Tekelec Airtronic  
 Sie: Siemens  
 Mo: Motorola  
 Vi: Vitrohm  
 Av. Avantek



## Appendix A/Anhang A

An important feature of an active circuit, for example a LNA, is its stability. In simple words stability means the following:

**Def.:** A linear twoport is unconditional stable, if for any combination of possible load and source impedances, neither the input nor the output impedance will have a negative real part. Only load and source circuits with positive real part of impedance are allowed.

The meaning is, that this unconditional stable twopole (LNA) is **guaranteed not to oscillate** for any combination of passive load and source impedances. As a consequence these unconditional stable circuits can be cascaded in any arbitrary number.

If a twoport is not unconditional stable it's always possible to find a combination of load and source impedances to make it oscillating. According to Murpy's law: "What can oscillate will oscillate!". By the way most amateur style LNA's especially the variety of GaAs-FET amplifiers are not unconditional stable. This is also true for many commercial LNA's which are sold for amateur purpose. But for reliable and smooth system operation it is desirable to have low noise **and** unconditional stable amplifiers. This target may not be easy to achieve especially when using microwave GaAs-FETs on low frequencies.

The type of stability can be expressed in terms of S-Parameters. These can be measured and therefore the type of stability can be determined by measurement of a LNA on a network analyzer. S-Parameters are defined as properties of waves in a 50 ohms system:

- $S_{11}$ : Input reflection coefficient
- $S_{12}$ : Reverse transmission coefficient
- $S_{21}$ : Forward transmission coefficient
- $S_{22}$ : Output reflection coefficient

In terms of S-Parameters, which can be determined by measurement, the concept of stability can be expressed as:

$$[1] \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + D^2}{2|S_{12}S_{21}|} \text{ with } D = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$$

**Def.:** A linear twoport is unconditional stable, if  $K > 1$  and  $D < 1$

The reason for instability is the feedback from output to input. Its magnitude is described by  $S_{12}$ . The effect of feedback is to change the input and output impedances of the twoport. If  $S_{12}$  is large enough the impedances can be changed so much that there are negative real parts of it. This is the condition of getting potentially unstable, because it means that input or output reflect more power than being absorbed.

Anyway the concept of K-factor allows designers to determine the feature of unconditional stability very easy by measurement of the S-Parameters. For further reading look at:

- Hewlett Packard, "S-Parameter Design", Palo Alto, CA, 1973
- W. Alan Davis, "Microwave Semiconductor Circuit Design", Van Nostrand, New York 1984

Amateurs usually don't have network analyzers readily at hand. To determine the stability properties of their amplifiers, simple test are sufficient to prove instability:

1. Put 50 ohms loads on both input and output of your LNA and measure DC-current.
2. Remove input load (Open input). If current changes, the amplifier oscillates and is unstable.
3. If step 2 does not show instability remove output load (Open output). If current changes, the amplifier oscillates and is unstable.

If the current does not change during step 2 and 3 you have a good chance that amplifier behaves well with more common loads. But this is not a proof for stability, because as with all tests you can only prove the presence of instability but not its absence. On the other hand if the amplifier proves to be unstable, you can be very sure about this and should remove this unreliable piece of equipment from your system.

**Deutsch:** Eine wichtige Eigenschaft von aktiven Zweipolen, speziell LNA's, ist die Stabilität. Darunter versteht man die Sicherheit gegen Selbsterregung:

**Def.:** Ein linearer Zweipol ist absolut stabil, wenn bei jeder möglichen Kombination von Quellimpedanz und Lastimpedanz weder die resultierende Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz des Zweipols einen negativen Realteil bekommt. Als Quelle und Last kommen nur passive Zweipole in Frage. Bei ihnen ist der Realteil der Impedanz immer positiv.

Das bedeutet, daß ein **absolut stabiler** Zweipol **nicht schwingen kann**, egal welche Kombination von Quell-/Lastimpedanz an seinen Ein- bzw. Ausgang angelegt wird. Darum können absolut stabile Zweipole auch in beliebiger Anzahl kaskadiert werden.

Andererseits kann man für einen Zweipol, der nicht absolut stabil ist, immer eine Kombination von Quell-/Lastimpedanz finden, bei der er mit Sicherheit in Selbsterregung kommt. Nach Murphy gilt: "Was schwingen kann, wird schwingen!".

Leider sind viele LNA's, die von Amateuren konstruiert oder von Firmen für Amateurartikel vertrieben werden, nicht absolut stabil. Wenn es auch auf tiefen Frequenzen beim Einsatz von Mikrowellen GaAs-FET's, die selbst inhärent instabil sind, nicht einfach ist, absolut stabile LNA's zu bauen, ist es dennoch im Interesse eines zuverlässigen Gesamtsystems sehr wünschenswert, rauscharme **und** absolut stabile LNA's zu haben.

Absolute Stabilität kann man in Form von S-Parametern ausdrücken, die auf einem Netzwerkanalysator für jeden LNA gemessen werden können. Die S-Parameter beschreiben die Reflexions- und Übertragungskoeffizienten eines Zweipols in einem 50 Ohm System, das mit einer HF-Leistung gespeist wird. Nach Gleichung [1] (s.o.) wird ein K-Faktor definiert.

**Nun gilt:** Ein linearer Zweipol ist absolut stabil, wenn  $K > 1$  und  $D < 1$  ist.

Weitere Hinweise findet man in der angegebenen Literatur. Die Ursache für Instabilität liegt in der Rückwirkung, die durch  $S_{12}$  beschrieben wird. Ist sie groß genug, wird der Realteil der Eingangs- oder Ausgangsimpedanz negativ, was bedeutet, daß mehr HF-Leistung reflektiert als eingespeist wird. Deswegen kann das System oszillieren. Für Amateurzwecke kann man auch ohne Netzwerkanalysator mit der folgenden Prozedur feststellen, ob ein LNA instabil ist:

1. Ein- und Ausgang des LNA mit 50 Ohm abschließen und Gleichstromaufnahme messen.
2. Eingangslast abziehen (Leerlauf). Ändert sich der Strom, ist der LNA instabil.
3. Bleibt der Strom bei Schritt 2. konstant, Ausgangslast abziehen (Leerlauf). Ändert sich der Strom, ist der Verstärker instabil.

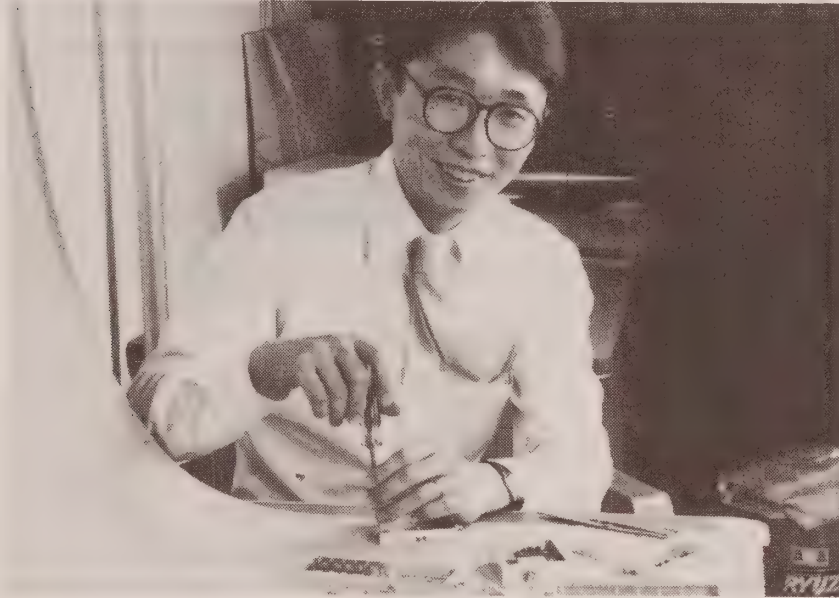
Falls sich der Strom bei Schritt 2. und 3. nicht ändert, hat man eine gute Chance, daß der LNA bei normalen Impedanzen nicht schwingt. Es bedeutet aber keinesfalls, daß der LNA absolut stabil ( $K > 1$ ) ist, da man mit diesem Test nur das **Vorhandensein** einer Instabilität, aber nicht das Gegenteil beweisen kann. Reagiert aber der LNA bei Stufe 2. oder 3. mit Instabilität, ist man absolut sicher, daß  $K < 1$  ist. In diesem Fall sollte man den betreffenden LNA aus seinem System entfernen, da er unzuverlässig ist.



## 5.7 GHz Amplifiers

Toshihiko Takamizawa, JE1AAH  
Parktown 21-502 946-16  
Kitahassaku-cho, Midori-ku  
Yokohama, 226 Japan

Toshihiko, JE1AAH, has provided some excellent articles covering his work as a microwave amateur. Because he is a new author in DUBUS, we would like to introduce him. Toshihiko works



*Toshihiko, JE1AAH, at microwave work*

as a computer systems engineer for CocaCola, Japan.

In his free time he designs and builds amateur microwave gear. DUBUS will publish his 5.7 and 10 GHz systems and some interesting PLL-stabilized DRO-oscillators.

Toshihiko, JE1AAH, hat einige sehr interessante Artikel über SHF-Projekte eingesandt. Da er neu in der DUBUS ist, möchten wir ihn hier kurz vorstellen. Toshihiko arbeitet als Computer Systemspezialist bei CocaCola in Japan und entwickelt und baut

in seiner Freizeit SHF-Geräte. DUBUS wird seine 6 und 3 cm Geräte veröffentlichen. Darunter sind auch interessante PLL-stabilisierte DRO-Oszillatoren.

### 1. Introduction

In the following a 5.7 GHz LNA and a 5.7 GHz HPA (Power Amplifier) with GaAs-Fets are described and some measurements for performance are given. The LNA design stems from the original design, published by CEL (California Eastern Laboratory) in MICROWAVE JOURNAL, Nov. 1984, titled '6 GHz LNA using NE70083'. The LNA uses the very same transistors. In case of the HPA, it's an own design and uses the cheap MGF1402 transistors. All PCB's are made from 0.8 mm Cu-Clad from Keene.

### 1. Einführung

Der folgende Artikel beschreibt einen rauscharmen 6 cm LNA und einen 6 cm HPA mit 100 mW Ausgangsleistung. Der LNA ist nach dem von CEL im MICROWAVE JOURNAL, Nov 84, veröffentlichen Design gebaut worden. Der HPA ist eine Eigenentwicklung. Der LNA ist wie das Original mit NE70083=2SK353 bestückt, während der HPA mit einfachen MGF1402 arbeitet.

### 2. 5.7 GHz LNA

The diagram is shown in Fig. 3. No tuning is provided. Without tuning the NF is 2.4 dB and the gain is 21 dB at 5.7 GHz (Figure 4). The etching pattern can be seen in Figure 1. Since there are only quarter wave transformation lines the amplifier is very simple and straightforward.



## Technical Reports: 5.7 GHz Amplifiers by JE1AAH

Each amplifier has a negative bias supply circuit. It uses the ICL7660 voltage inverter IC. It requires only two external capacitors to invert the applied positive voltage. Tantalum capacitors are preferred because of their lower losses. Drain current is set to 10 mA with the bias pots. That's easily verified by measuring the resulting drain voltage as 3 V.

For interstage match and output match additional tuning stubs have been provided. The whole PCB is housed by machined alumina box, to assure mechanical stability (Figure 2).

### 2. 6 cm LNA

Die Schaltung ist aus Bild 3 ersichtlich. Im Eingang sind keine Stubs zum Abstimmen. Nur die Anpassung zwischen 1. und 2. Stufe sowie die Ausgangsanpassung ist über Stubs realisiert. Auch ohne Abstimmung des Eingangs werden für die Verstärkung 21 dB erreicht (Bild 4) sowie für die Rauschzahl NF der Wert von 2,4 dB.

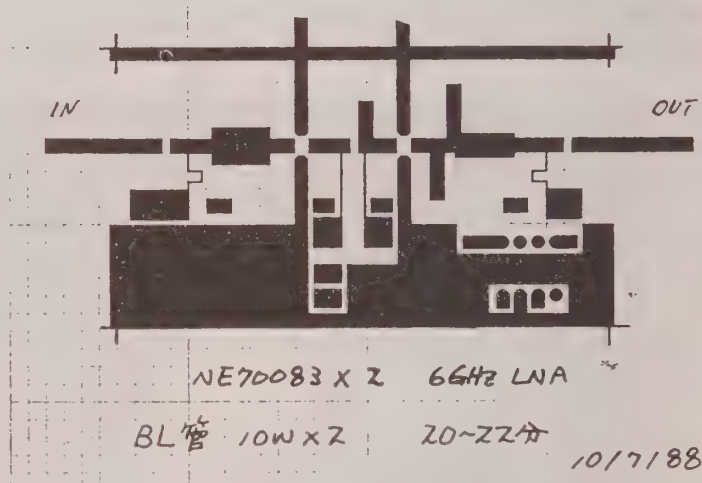


Figure 1/Bild 1: Etching Pattern/Layout of LNA

Die Fets sind mit direkt geerdeten Source-Anschlüssen montiert. Die erforderliche negative Vorspannung wird mittels des ICL7660 Spannungsinverters aus

der stabilisierten 5 V Spannung gewonnen. Über Potentiometer wird der Ruhestrom bei beiden

Stufen auf 10 mA eingestellt. Dann stellt sich wegen des Abfalls von 2 V an den 200 Ohm Widerständen genau eine Drain-Spannung von 3 V ein.

Als Gehäuse wird ein aus Aluminium gefrästes Gehäuse verwendet, was eine hervorragende mechanische Stabilität und soliden Aufbau verbürgt, wie das nebenstehende Bild 2 unschwer erkennen läßt.

### 3. 5.7 GHz HPA

The HPA is a medium power amplifier for the 6 cm amateur band. It uses the low price MGF1402

transistors and achieves a maximum power output of 22 dBm (150 mW). At 100 mW output (20 dBm) the gain is 21 dB. See Figure 8 for gain versus frequency. Input and output matching networks are made from 50 Ohm series and parallel open shunt stub lines. The interstage matching

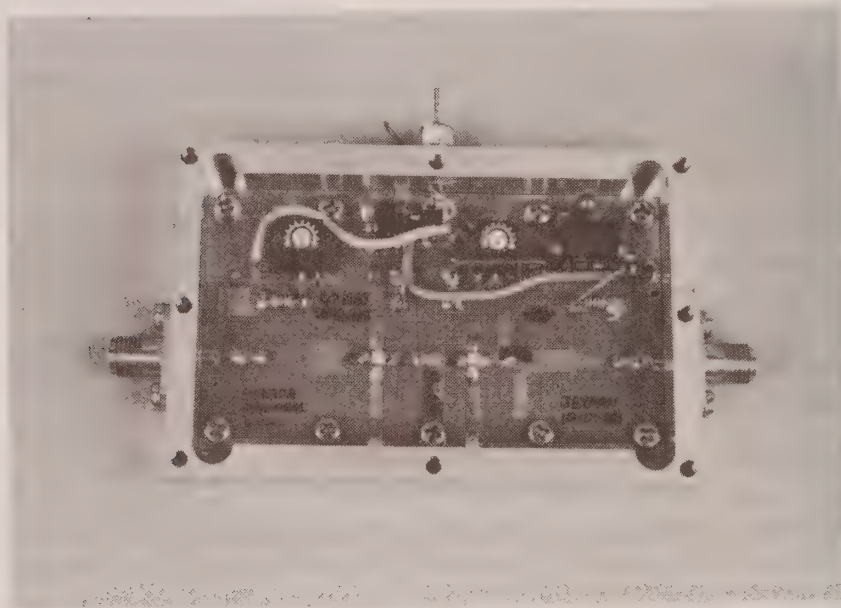
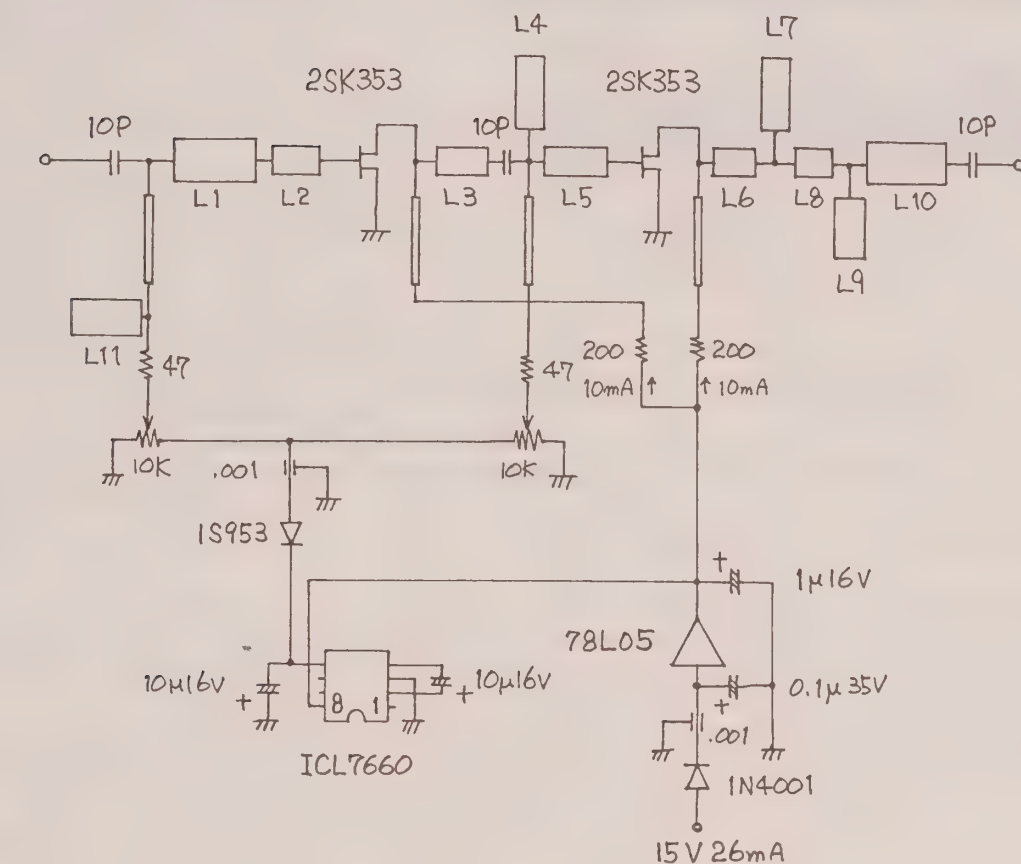


Figure 2/Bild 2: 5.7 GHz LNA

**FIGURE 3 (BILD 3): Diagram/Schaltung LNA**

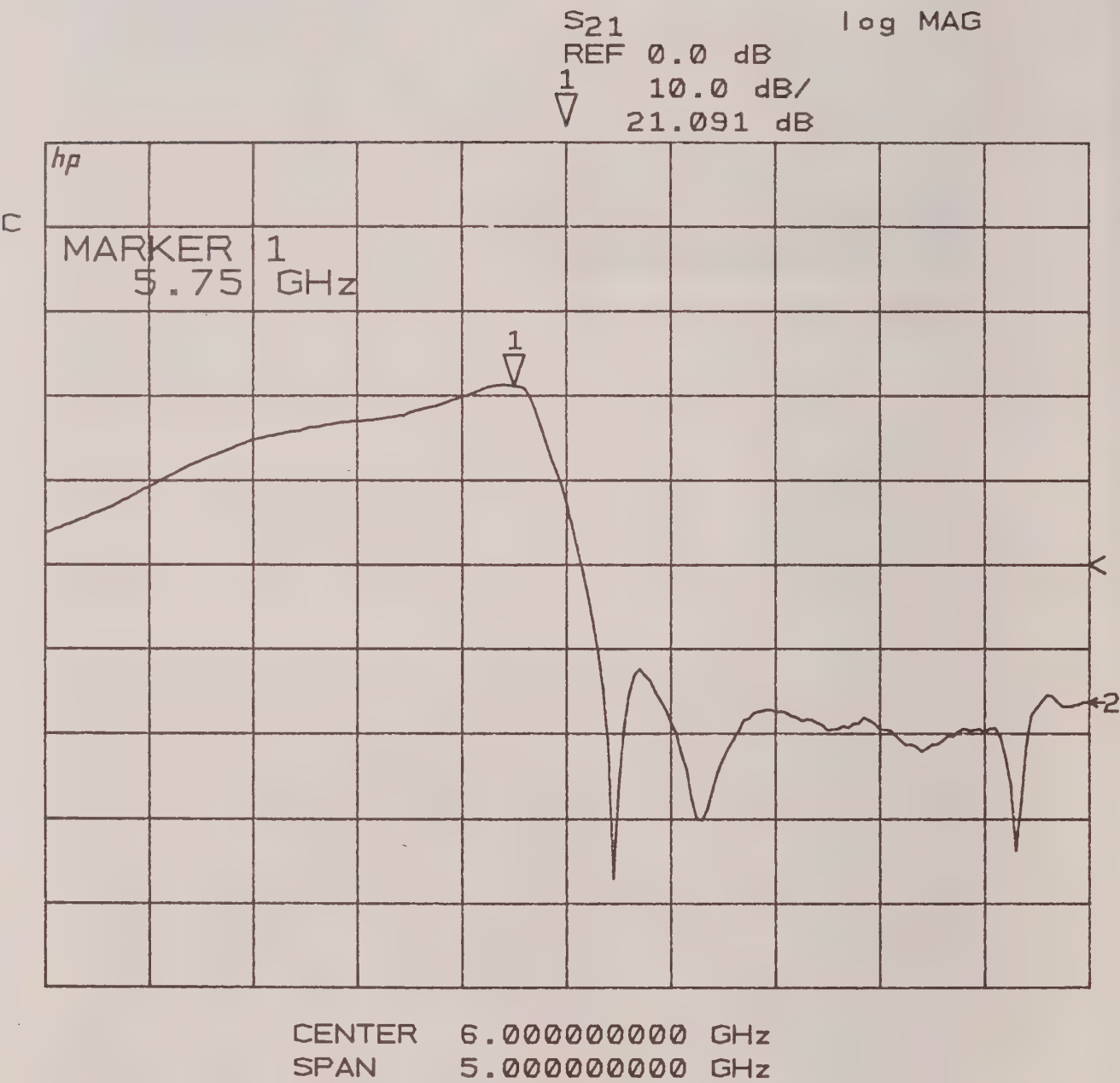


|                           | L1  | L2  | L3   | L4  | L5   | L6   | L7   | L8  | L9   | L10 | L11 | BIAS |     |
|---------------------------|-----|-----|------|-----|------|------|------|-----|------|-----|-----|------|-----|
| $Z_0(\Omega)$             | 25  | 50  |      |     |      |      |      |     |      |     | 35  | 30   | 130 |
| $\lambda(6.04\text{GHz})$ | .25 | .10 | .172 | .15 | .157 | .107 | .197 | .06 | .224 | .25 | .25 | .25  |     |
| Width                     | 5.5 | 2.2 |      |     |      |      |      |     |      |     | 3.6 | 4.5  | 0.3 |
| Length                    | 8.4 | 3.5 | 6.0  | 5.2 | 5.4  | 3.7  | 6.8  | 2.1 | 7.8  | 8.5 | 8.5 | 9.1  |     |

f 5760 MHz    IN -18.8dBm    OUT 2.2dBm    Gain 21.0dB

$(-80\text{dBm}$  入力位では  
 $25\sim 6\text{dB}$  利得ありそう)

FIGURE 4 (BILD 4): Gain @ F/Frequenzgang LNA





first transforms to 50 Ohms and then to the conjugate of the second stage input impedance. The bias feed lines are made from fine copper wire with 0.15 mm diameter and 12 mm length instead of printed quarter wave lines. This is used in professional amps also. See layout on picture on the right (Figure 5) and circuit diagram in Figure 7.

The MGF1402 is a reasonable medium power FET by applying 8 Volts to the drain. Idling current for each FET is 30 mA, which increases to 40 mA with 22 dBm output. So it's a good alternative to the very expensive MGF1601 transistors by operating on the edge of the maximum ratings, which has been 'good' amateur style from the very beginning of our hobby. Mechanical construction is like the LNA's. See Figure 6.

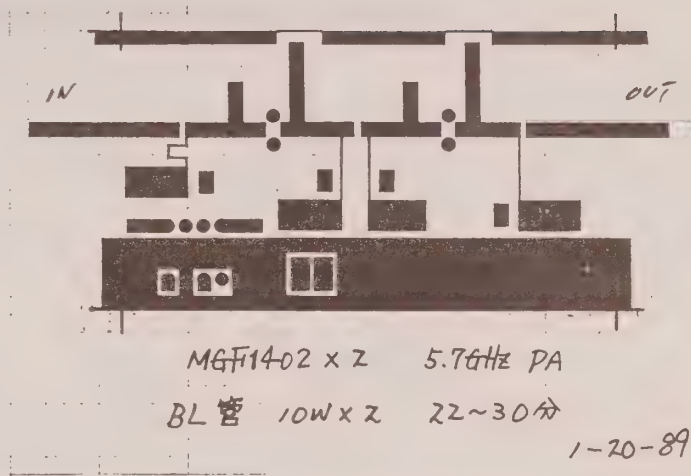


Figure 5/Bild 5: Etching Pattern/Layout HPA

4. 6 cm HPA

Der HPA ist ein Kleinleistungsverstärker für das 6 cm Band mit einem maximalen Output von 22 dBm (150 mW). Bei einer Ausgangsleistung von 100 mW (20 dBm) beträgt die Verstärkung 20 dB. Der Frequenzgang ist in Bild 8 zu erkennen. Die Anpassung im Ein- und Ausgang erfolgt über 50 Ohm Striplines in Serie oder offene Stichleitungen. Die Anpassung zwischen der ersten und zweiten Stufe erfolgt in zwei Schritten: erst von der Lastimpedanz auf 50 Ohm und dann transformiert auf die komplex konjugierten Eingangsimpedanz des zweiten Transistors. Diese Viertelwellenleitungen zur Zuführung der Vorspannung werden nicht wie sonst üblich über gedruckte Mikrostrip-Leitungen zugeführt, sondern über 12 mm lange Kupferdrähte mit 0,15 mm Durchmesser. Das wurde aus einem professionellen Verstärker 'abgeguckt'. Das Layout ist oben zu sehen und die Schaltung in Bild 7.

Der MGF1402 erweist sich als brauchbarer Kleinleistungs-FET, indem man ihn mit 8 V bei 40 mA betreibt. Das ist hart an der Grenze der Maximaldaten. Der Ruhestrom wird für jeden FET auf ca. 30 mA eingestellt. Bei 22 dBm Ausgangsleistung geht dann der Strom auf 40 mA pro Transistor hoch.

Mechanisch ist der HPA wie der LNA in einem gefrästen Aluminium-Gehäuse aufgebaut. Deutlich sind in dem Bild 6 rechts die Vorspannungserzeugung und die Micro-Stripline-Leitungen zu sehen. Die Erzeugung der Vorspannung geschieht analog zur Schaltung beim 6 cm LNA.

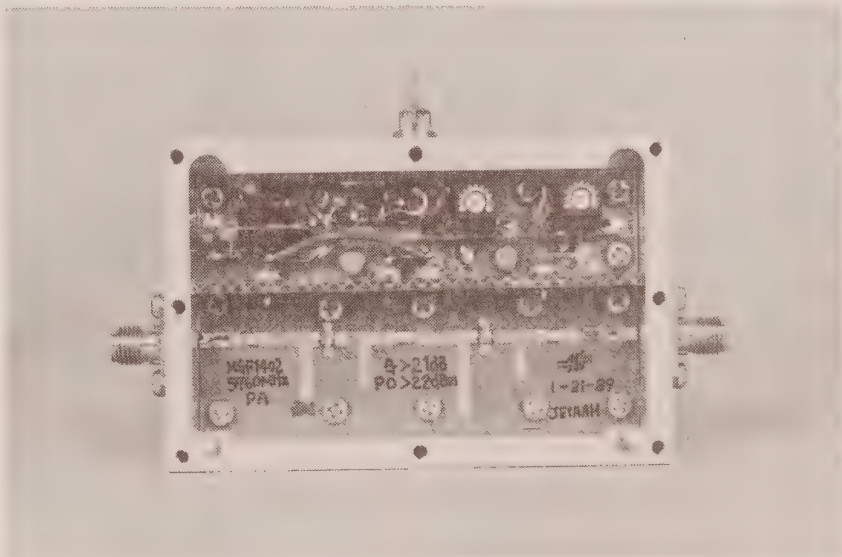
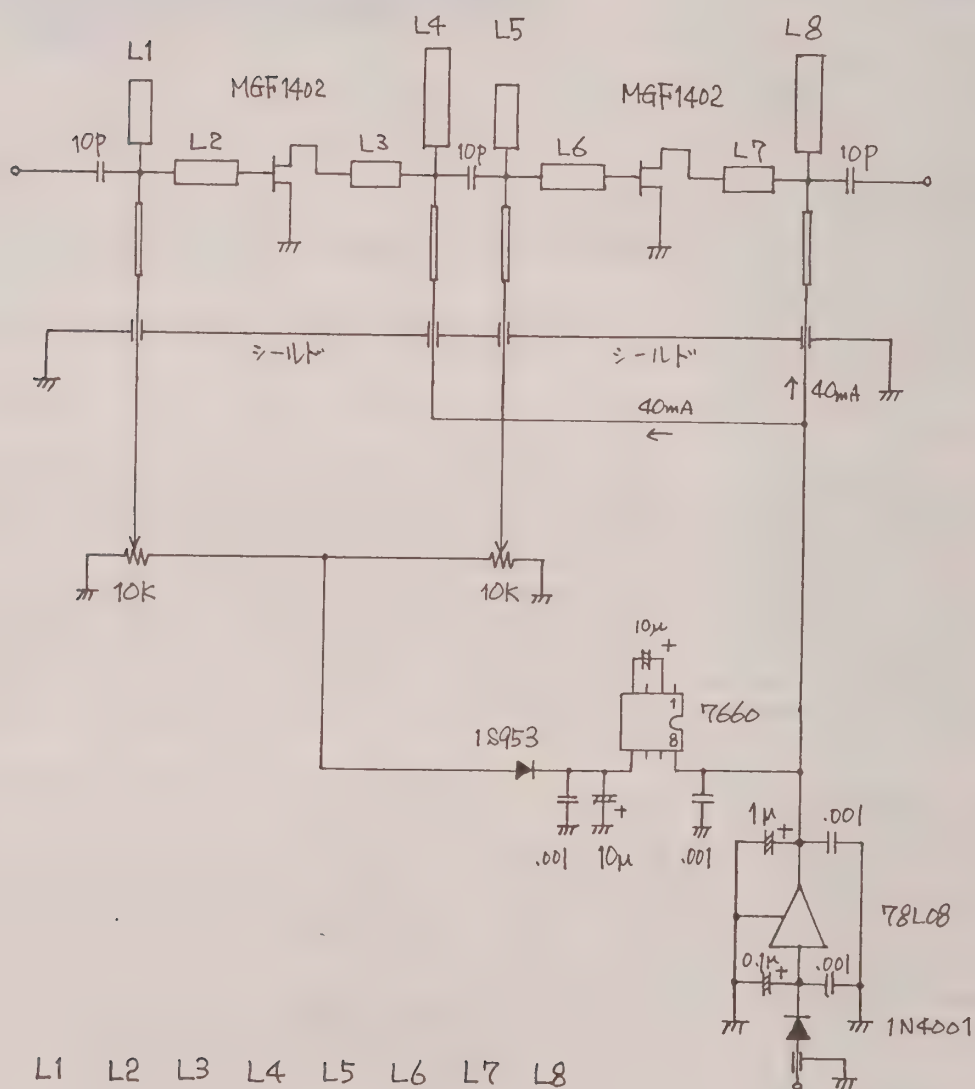


Figure 6/Bild 6: 5.7GHz HPA

**FIGURE 7(BILD 7): Diagramm/Schaltung HPA**

5.7 GHz HPA



L1 L2 L3 L4 L5 L6 L7 L8

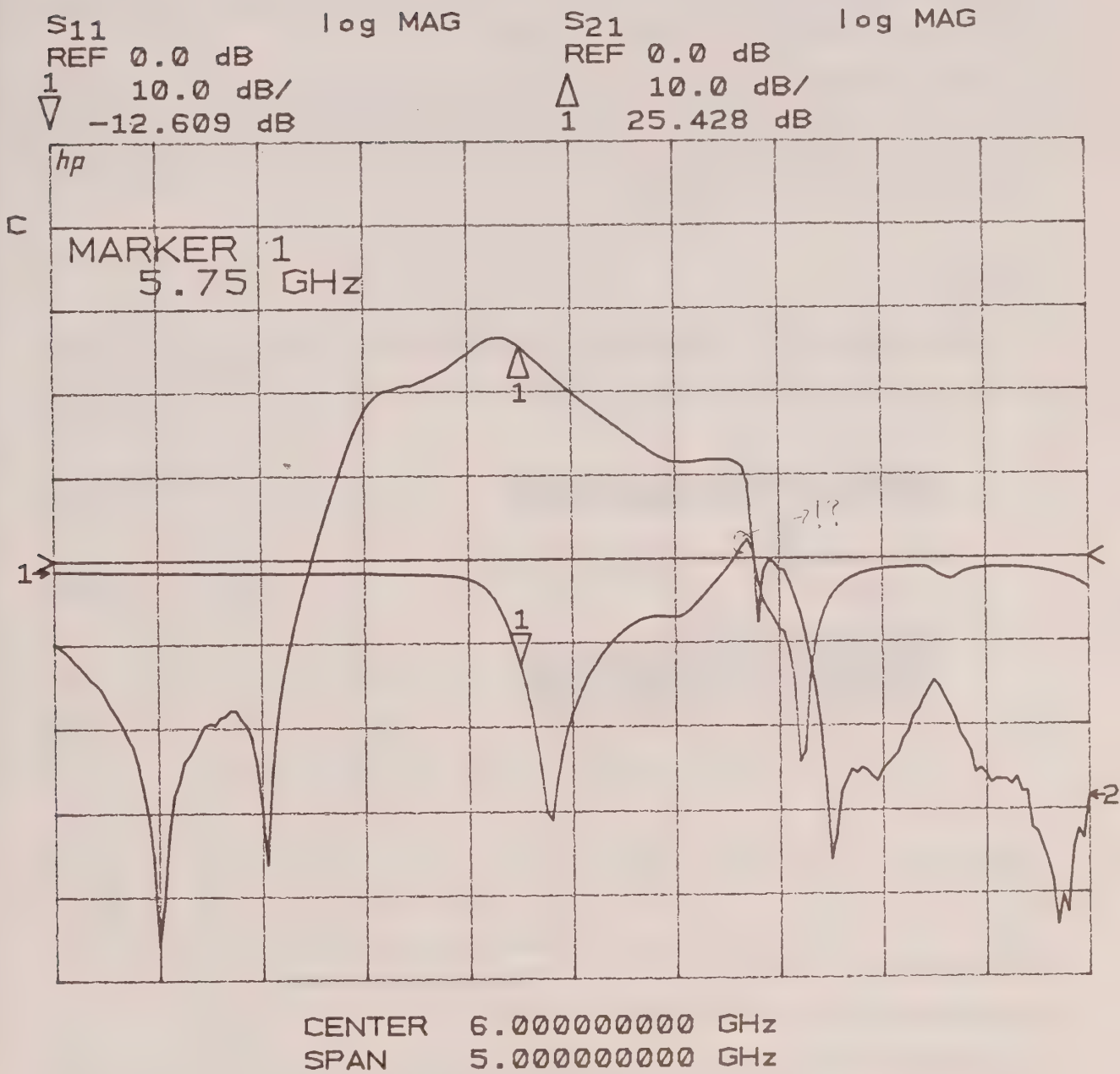
$$\lambda \quad .163 \quad .116 \quad .068 \quad .321 \quad .163 \quad .116 \quad .068 \quad .321 \quad 5.766 \text{ Hz}$$

Width 2.2  $\longrightarrow$  mm (全て50 $\mu$ mラインで構成)

Length 5.9 4.2 2.45 11.6 5.9 4.2 2.45 11.6 mm all 50% imp. line

- L4 & L5の間は50Ωなので任意長でよい
  - BIASは、極細銅線で11~13mm程度で供給
- Length of between L4 & L5 is free, it is 50Ω imp. line  
BIAS is feeded by fine copper fine, its Length is 11/13mm

FIGURE 8 (BILD 8): Gain @ F/Frequenzgang HPA





# 10 GHz Amplifiers

Toshihiko Takamizawa, JE1AAH  
Parktown 21-502 946-16  
Kitahassaku-cho, Midori-ku  
Yokohama, 226 Japan

In the following two 10 GHz amplifiers are described and some measurements for performance are given. Construction techniques are similar to those described in DUBUS 3/89, pp. 12-18. All PCB's are made from 0.79 mm Cu-Clad from Keene.

Der folgende Artikel beschreibt zwei 10 GHz Verstärker, die einerseits als Empfänger-Eingangsstufe (LNA) und andererseits als Kleinleistungs-Senderstufe (HPA mit 60 mW Ausgangsleistung bei 1 dB Kompression) dienen. Die Konstruktions-Techniken sind ähnlich wie bei den von mir beschriebenen 5,7 GHz Verstärkern in DUBUS 3/89, S. 12-18. Alle Schaltungen sind auf Keene Cu-Clad mit 0,79 mm Stärke entworfen.

## 1. 10 GHz LNA

The etching pattern is shown below (Figure 1) and the diagram is shown in Figure 2. Input and

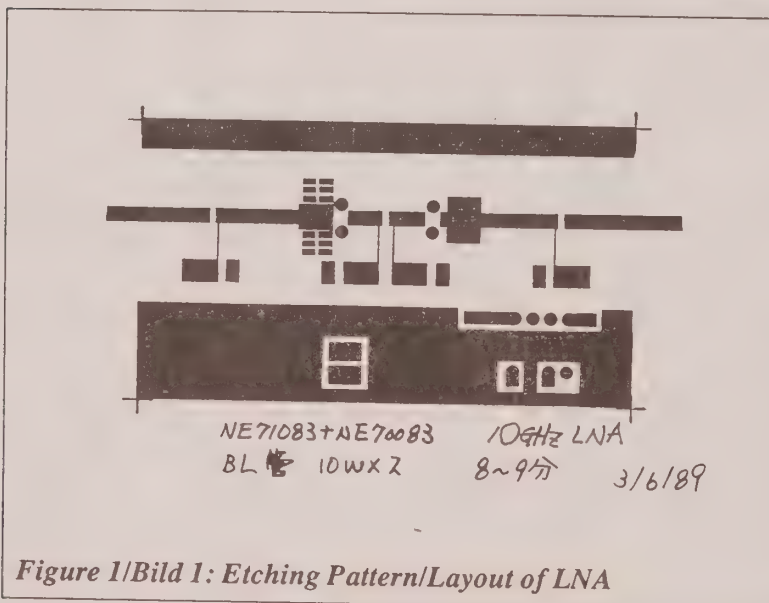


Figure 1/Bild 1: Etching Pattern/Layout of LNA

output matching is performed by series quarter wave length Microstrip-Lines and open shunt stub lines. Interstage matching is possible by just a short piece of 50 Ohms stripline. The reason for this simple solution is that the S22 of the NE71083 has nearly the same magnitude as the S11 of the second stage NE70083. There is just a difference in angle of 270 degrees. So I decided not to use stub lines. The results confirm this decision. Gain is 22 dB and return loss at the input is about -15 dB. Because I didn't have the noise parameters of the NE710 on 10 GHz I just matched to the con-

jugate of S11 at the input. Therefore noise figure may not be optimal and some additional tuning in the input may be required if a noise figure measurement equipment would be available.

Bias conditions are 10 mA drain current with a voltage of 3 Volts on the drain.

Die Schaltung ist in Bild 2 und die Vorlage für die gedruckte Schaltung ist in Bild 1, oben, zu sehen. Die Anpassung an die GaAs-FET's erfolgt über Serien-Viertelwellen Strip-Leitungen und über offene Stichleitungen. Zwischen der ersten und zweiten Stufe ist nur eine kurze 50 Ohm Leitung erforderlich, da S22 vom NE71083 (1. Stufe) beinahe den gleichen Betrag wie S11 vom NE70083 (2. Stufe) hat. Nur der Winkel unterscheidet sich um 270 Grad. Daher sind keine Stichleitungen erforderlich. Die Ergebnisse - 22 dB Verstärkung und Eingangs-Rückflußdämpfung von besser als 15 dB - bestätigen diese Design-Entscheidung. Da keine Rausch-Parameter

FIGURE 2 (BILD 2): Diagram/Schaltung LNA

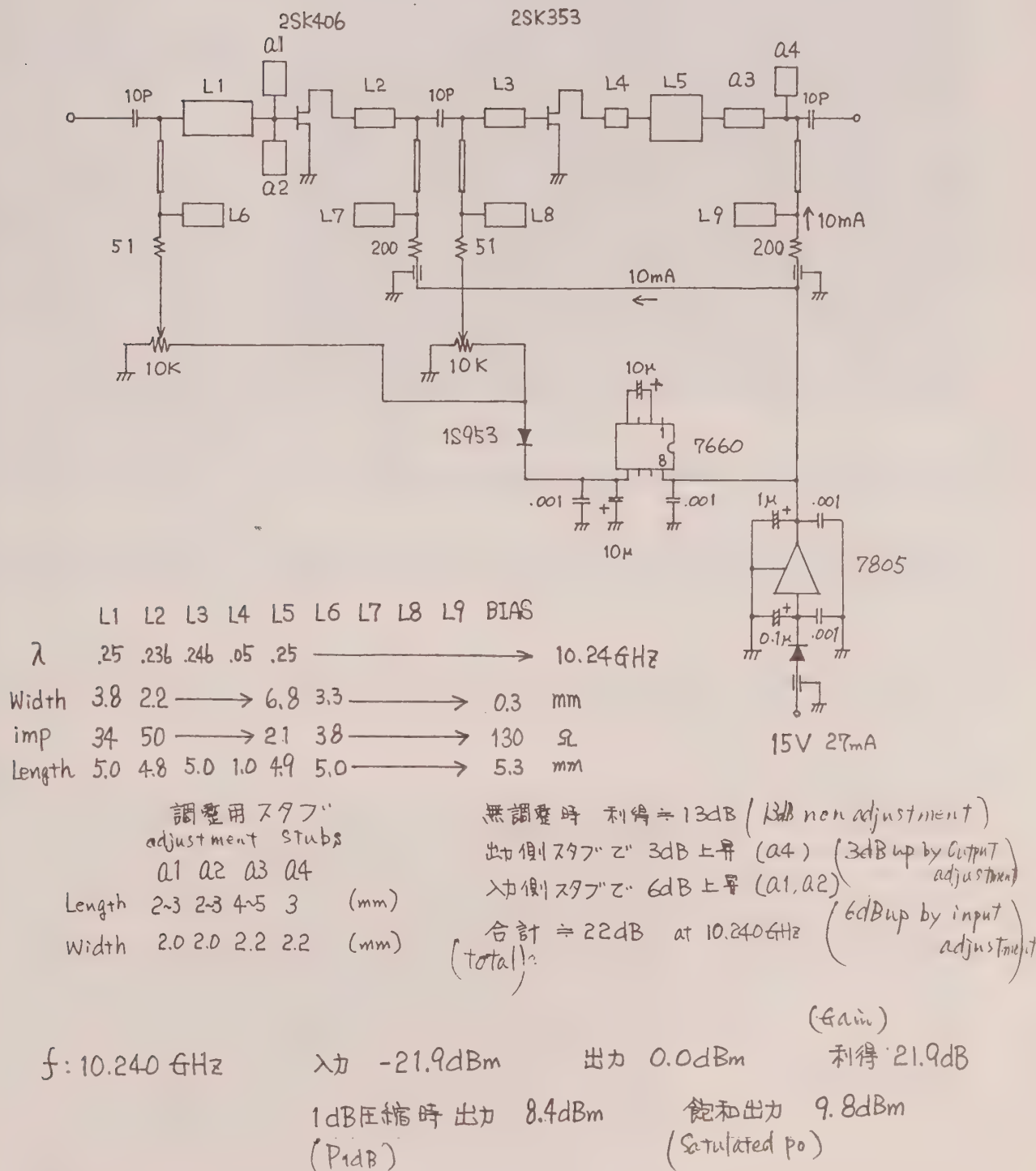
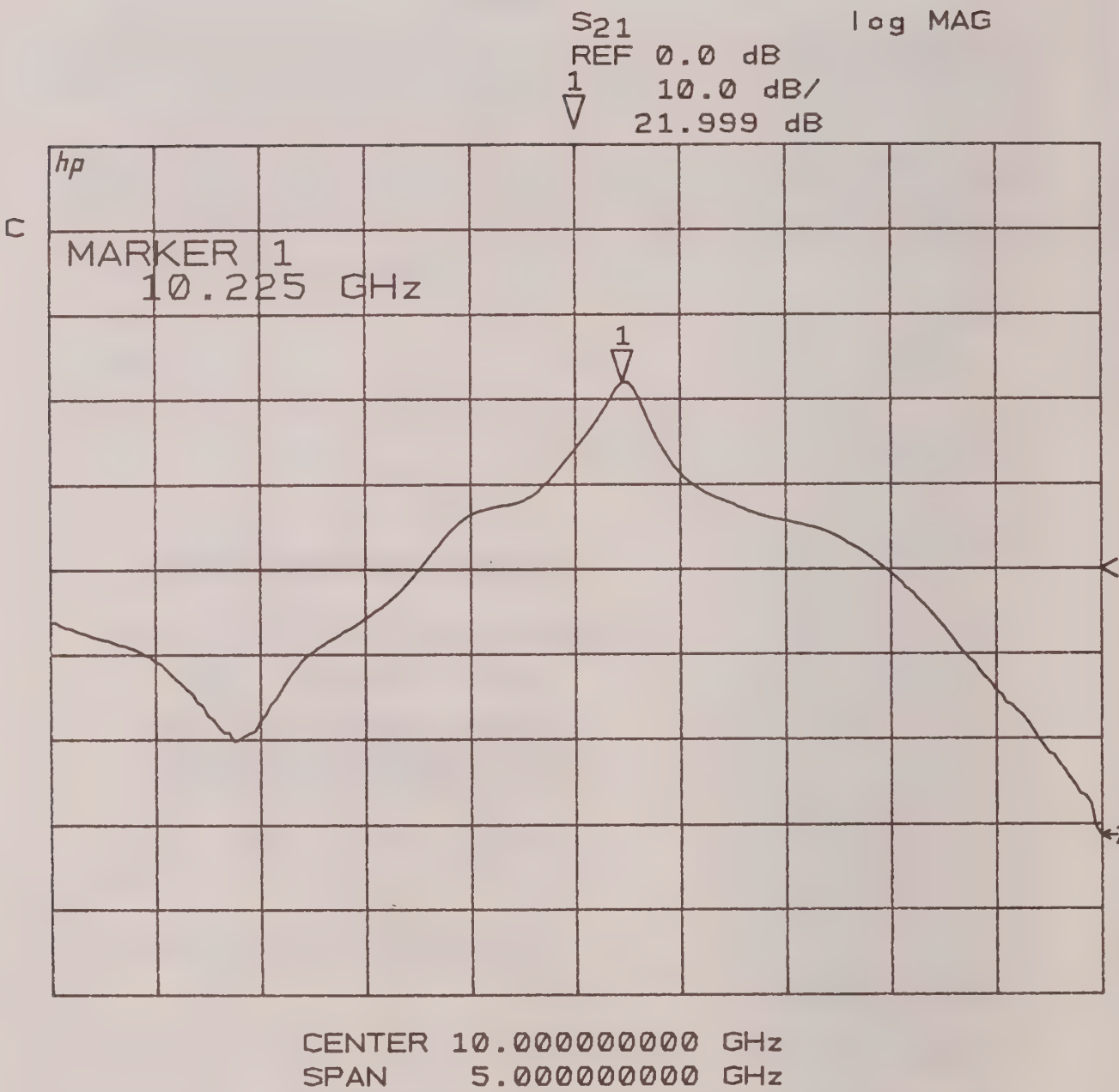


Fig. 4

FIGURE 3 (BILD 3): Gain @ F/Frequenzgang LNA





**Technical Reports: 10 GHz Amplifiers by JE1AAH**

für den NE71083 vorlagen, wurde einfach auf S11\* angepaßt. Daher muß die Rauschzahl des Verstärkers nicht unbedingt optimal sein. Wenn Meßgeräte zur Messung der Rauschzahl auf 10 GHz zur Verfügung stehen, kann man durch Tunen des Eingangs sicher noch einiges erreichen.

Der Ruhestrom der FET's wird auf 10 mA bei 3 Volt Drain-Source Spannung eingestellt.

Die mechanische Ausführung des LNA zeigt Bild 4.

**2. 10 GHz HPA**

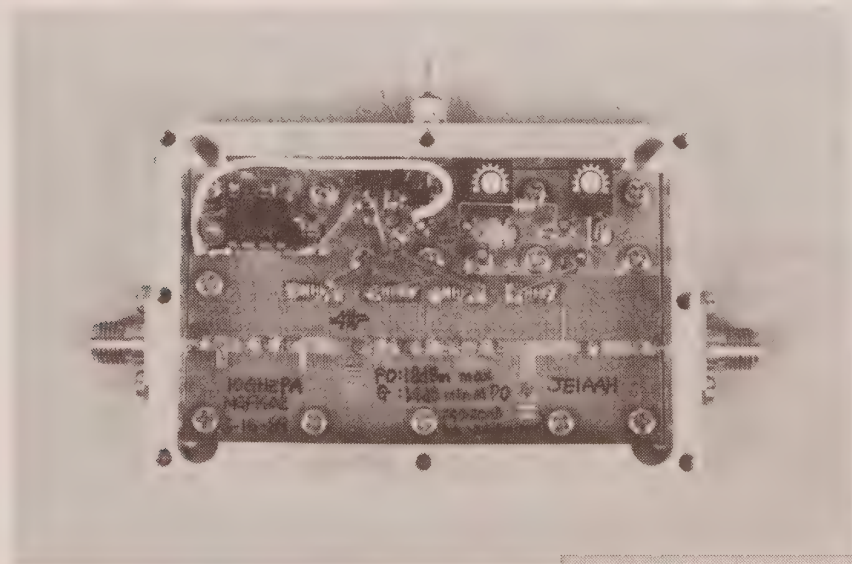
The diagram is shown in Figure 6 and the complete amplifier in Figure 5 below. Measurements results are shown in Figure 7. Matching of the two MGF1402's is like the 5.7GHz HPA. Interstage matching is just pair of half-wave 50 Ohm lines, which allow a DC-Block of 10 pF in between. The optimum load impedance of the MGF1402 coincides with it's optimum source impedance. That makes matching very simple.

Gain is 16.7 dB with 17.5 dBm output and drops to 14.7 dB with 18.5 dBm (70 mW) output. Saturation output power is 20 dBm (100mW). Bias condition is 40 mA with 8 Volts drain to source voltage.

**2. 10 GHz HPA**

Der HPA ist ein Kleinleistungsverstärker für das 3 cm Band mit einem maximalen Output von 20 dBm (100 mW). Bei einer Ausgangsleistung von 56 mW (17,5 dBm) beträgt die Verstärkung

*Figure 5/Bild 5: 10 GHz HPA*

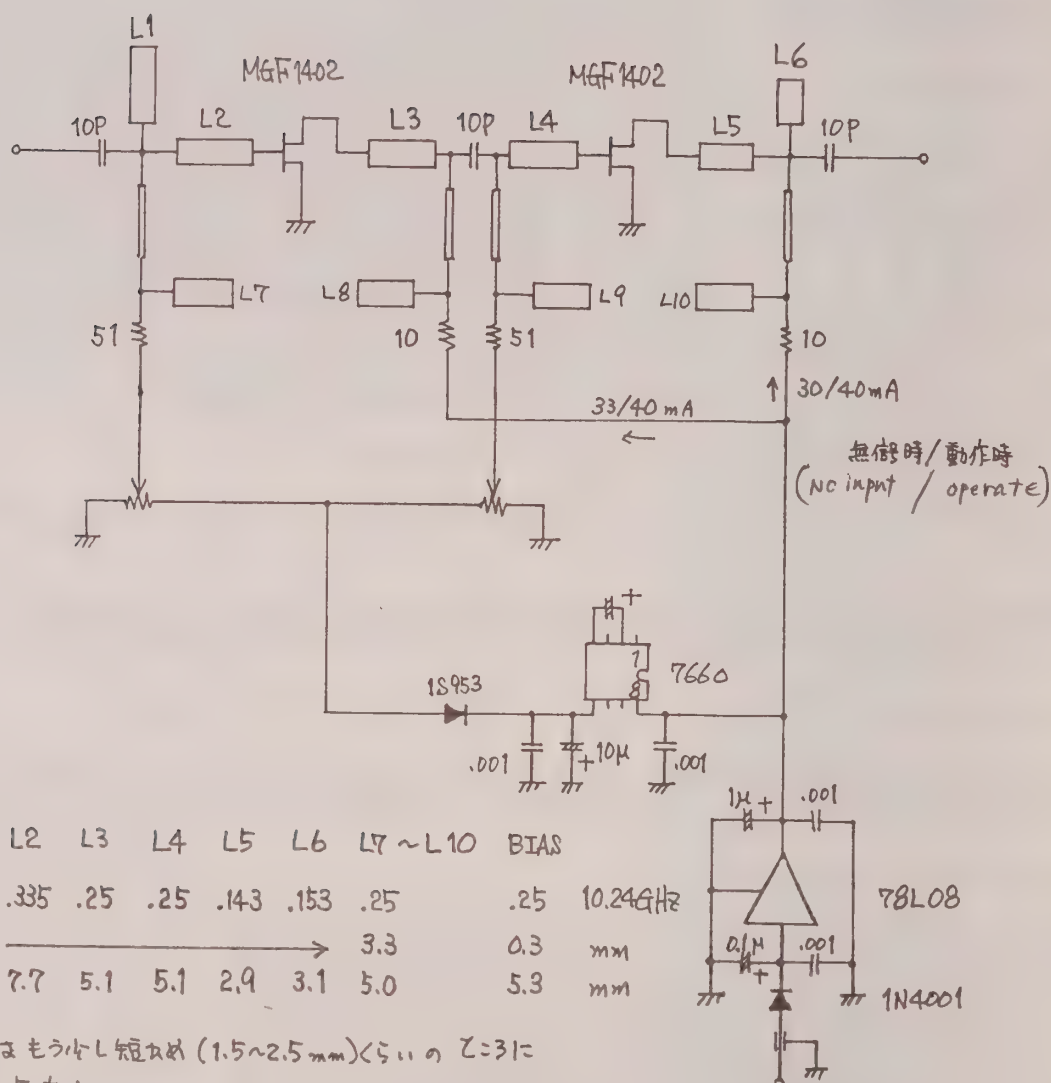


16,7 dB. Der Frequenzgang ist in Bild 7 zu erkennen. Die Anpassung im Ein- und Ausgang erfolgt über 50 Ohm Striplines in Serie oder offene Stichleitungen. Die Anpassung zwischen der ersten und zweiten Stufe erfolgt durch zwei Halbwellen-Leitungen von 50 Ohm, die durch einen 10 pF Trennkondensator geteilt sind. Das ist möglich, weil sich optimale Lastimpedanz und optimale Quellimpedanz für den MGF1402 entsprechen.

Der MGF1402 erweist sich als brauchbarer Kleinleistungs-FET auch für 10 GHz, indem man ihn mit

8 V bei 40 mA betreibt. Das ist hart an der Grenze der Maximaldaten. Der Ruhestrom wird für jeden FET auf ca. 40 mA eingestellt.

FIGURE 6(BILD 6): Diagram/Schaltung HPA

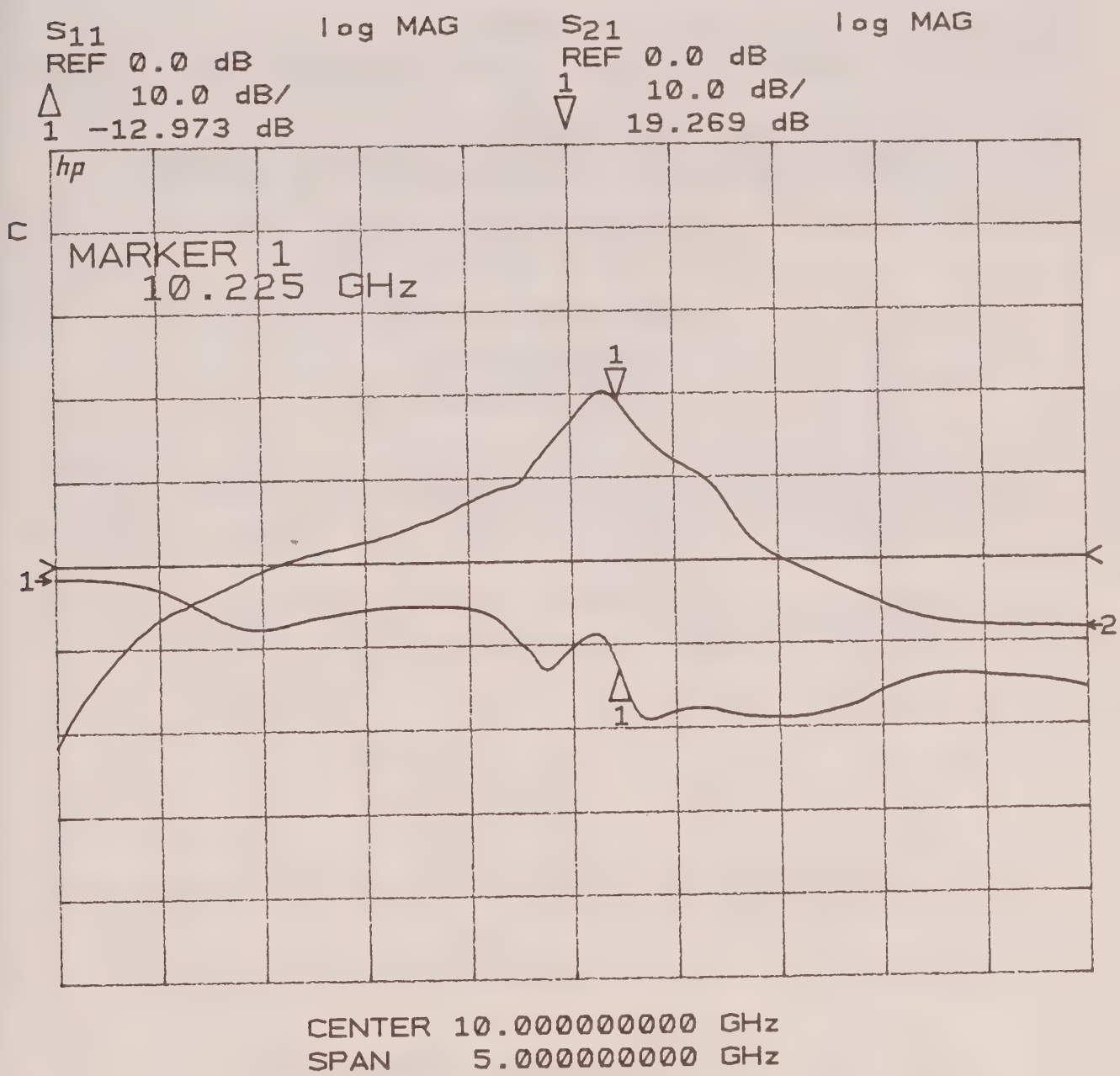


|           | L1   | L2   | L3  | L4  | L5   | L6   | L7~L10 | BIAS |           |
|-----------|------|------|-----|-----|------|------|--------|------|-----------|
| $\lambda$ | .379 | .335 | .25 | .25 | .143 | .153 | .25    | .25  | 10.24 GHz |
| Width     | 2.2  |      |     |     |      |      | 3.3    | 0.3  | mm        |
| Length    | 6.8  | 7.7  | 5.1 | 5.1 | 2.9  | 3.1  | 5.0    | 5.3  | mm        |

- L6 はもう少し短め (1.5~2.5 mm) くらいの方が Z=31 に最適点あり

Best point (optimized point) of L6 is  
 $\text{shorter (about 1.5 ~ 2.5 mm)}$

FIGURE 7 (BILD 7): Gain @ F/Frequenzgang HPA





# Technical Reports

by DJ9BV

## Noch ein 50 MHz Transverter

(Just another 50 MHz Transverter)

Christoph Petermann, DF9CY

Buschheckenweg 22

W-2307 Krusendorf

**Kurzfassung:** Am 1.4.1990 wurde in DL probeweise ein Bereich von 50.080 MHz bis 50.400 MHz für Radioamateure freigegeben. Nach ersten schlechten Erfahrungen mit einem MOSFET Konverter habe ich ein Konzept entworfen und verwirklicht, das den Besonderheiten, die das 6m Band bietet, gerecht wird.

Dieser Aufsatz soll nicht eine weitere Bauanleitung darstellen, sondern dem interessierten Amateur Anregungen für eigene Realisierungen geben.

### 1. Anforderungen:

#### 1. RX-Konverter:

- Niedrige Rauschzahl
- Gesamt-Interceptpunkt 3.Ordnung besser als 0 dBm
- Sehr schmales Bandfilter um die TV-Signale bei 48.250 MHz und 53.750 MHz auszufiltern
- Rauscharmer Oszillator

#### 2. TX-Konverter

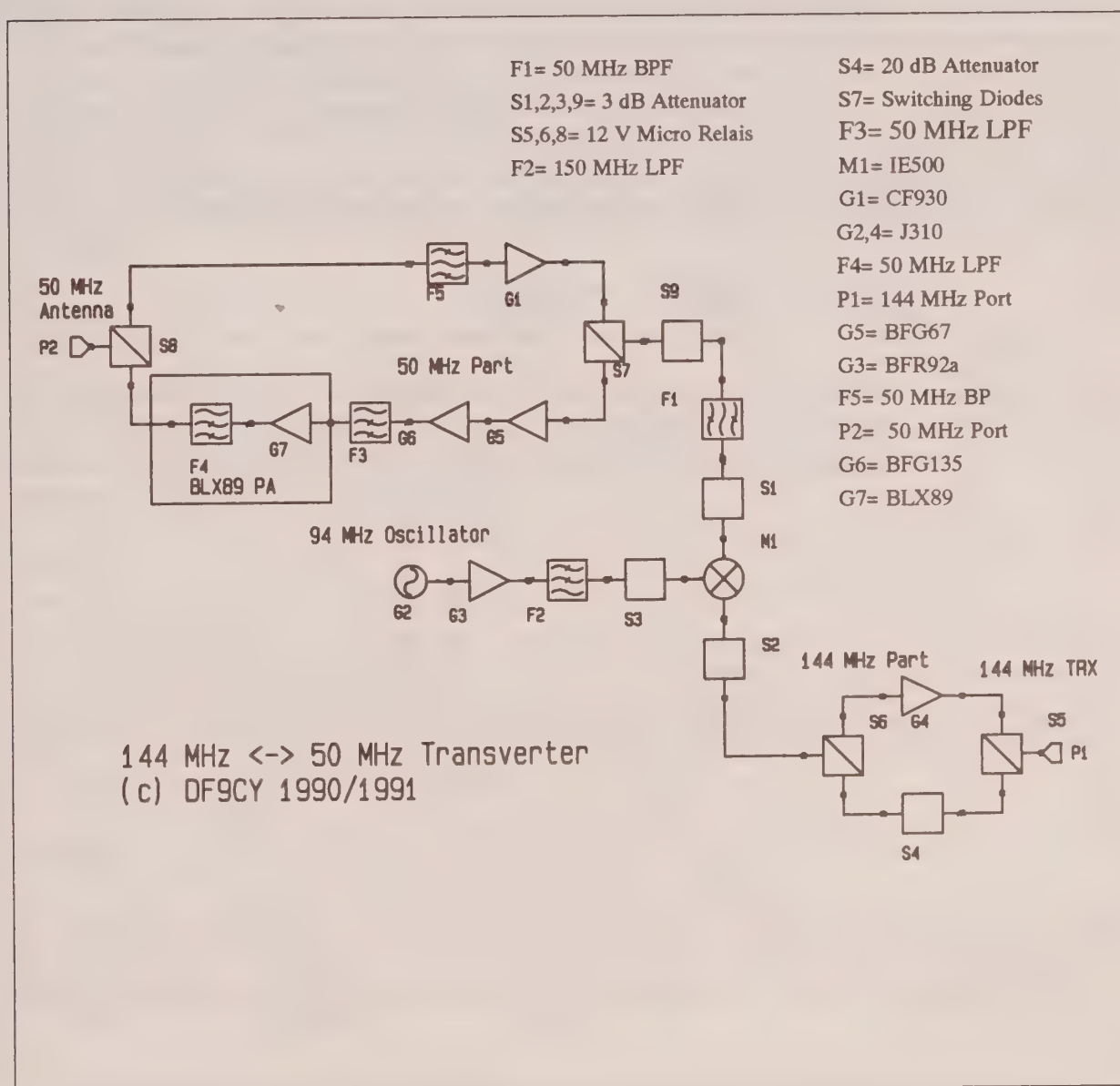
- Intermodulationsarmer Sender
- Hohe Neben- und Oberwellenunterdrückung (lt. Bestimmungen 25 nW)
- Pout ca 5 Watt
- Alle Stufen sollen eine definierte 50Ω Schnittstelle haben.

Ich habe die Kombination 2m-6 m gewählt, um parallel zum 6m Betrieb auch auf 10m QRV sein zu können. Als Steuersender steht ein IC202 auf 144 MHz zur Verfügung. Damit das IC202 überhaupt verwendet werden konnte, war ein Neuabgleich des Senderzweiges notwendig. Das Gerät wurde auf beste Nebenwellenreinheit abgeglichen - das Spektrum des IC202 glich vorher mehr einem Gartenzaun. Dabei fiel der exzellente rauscharme Oszillator des Gerätes einmal wieder auf ...

## 2. Funktionsbeschreibung der Baugruppen

### Rx-Vorstufe:

Für einen guten Interceptpunkt wurde ein GaAs-FET als Eingangstristor ausgewählt, der mit einem relativ hohen Strom ( $I_{ds}=35\text{ mA}$ ) betrieben wird. Dazu wurde eine Testschaltung gebaut und verschiedene Typen ausprobiert. Ausgewählt wurden der Telefunken Typ CF930 und der Siemens CF739. Das sind verbesserte CF300 Varianten im SMD SOT 123 Gehäuse. Beide liefern gute Ergebnisse, wobei der CF930 noch etwa 3 dB Verstärkung mehr bringt. Die Rauschzahl der Vorstufe allein liegt bei  $F=0.8\text{ dB}$ . Das war unerwartet gut. Allerdings sollte nicht unerwähnt bleiben, daß der Einsatz von GaAs-Fets bei derart niedrigen Frequenzen problematisch ist. Die Eckfrequenz für das  $1/f$ -Rauschen liegt für Dual-Gate



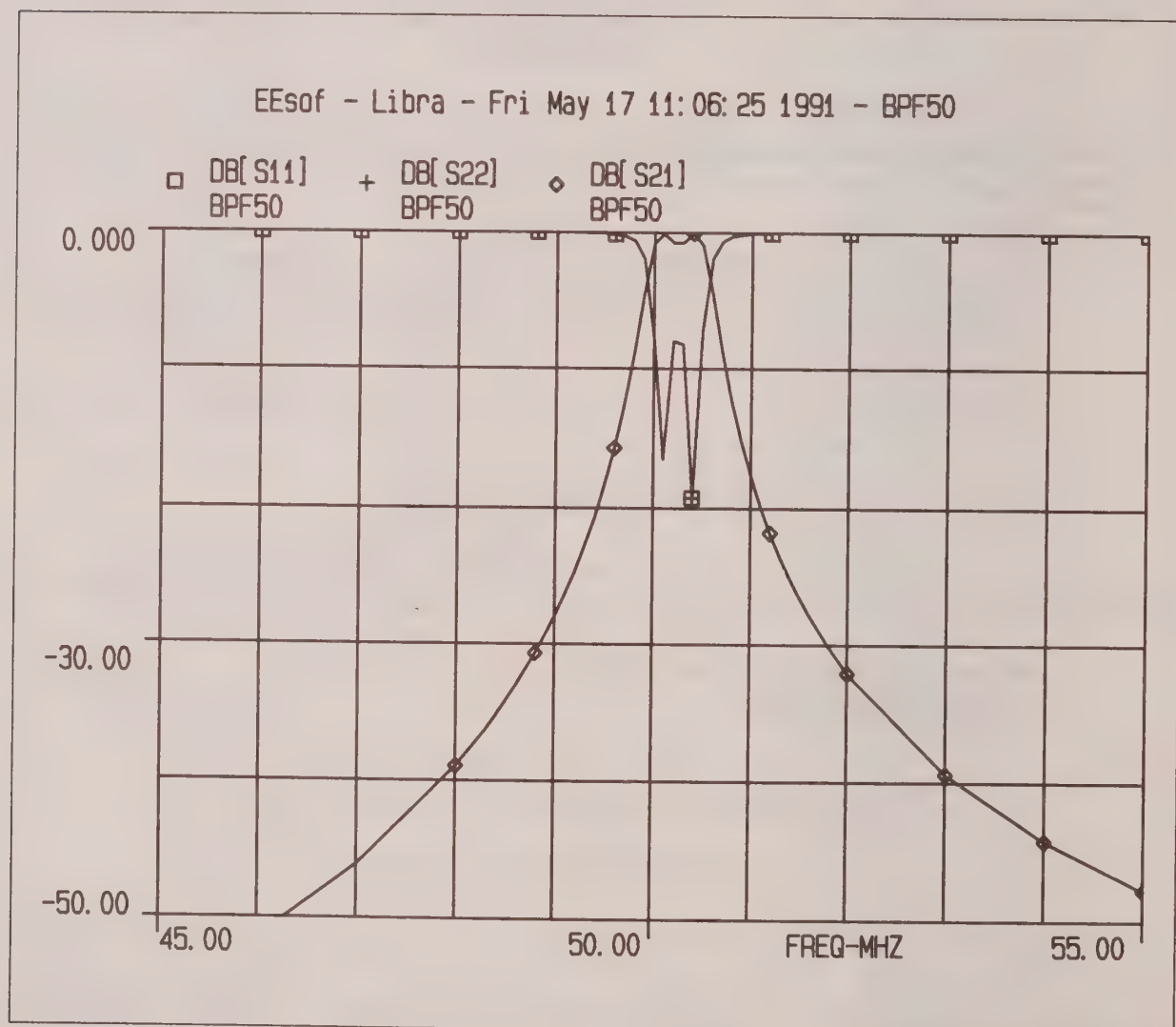
Bild/Figure 1: Blockdiagram/Blockschaltbild

GaAs-Fets bei ca 30 MHz. Mikrowellen GaAs-Fets wie MGF1200 etc haben eine Eckfrequenz, die im Allgemeinen deutlich über 50 MHz liegt.

## Filter

In dem Transverter Konzept wurden verschiedene Filter eingesetzt. Da gibt es das zentrale Bandpaßfilter sowie 5-pol Filter an den TX-Ausgngen (Treiber und PA).

Mit einem HF-CAD Programm (EEsof-LIBRA/Touchstone) wurde ein 7 poliges Filter entworfen, das alle Anforderungen erfüllt. Dieses wird mit NEOSID-Induktivitäten und Keramikcondensatoren der E24 Reihe erreicht. Der Bereich wurde so gewählt, da lediglich der in DL und EU interessante Bereich durchgelassen wird. Die Bild und Tonfrequenzen bei 48.250 und 53.750 MHz sind bereits sehr weit unterdrückt. Das Filter wird bei RX und TX eingesetzt. Es findet beiderseits einen exakten 50 Abschluß vor (3 dB Dämpfungsglieder). Die anderen beiden Filter sind als Tschebyscheff-Tiefpaßfilter nach den Standardtabellen im ARRL-Handbuch berechnet worden. Ein Serienschwingkreis gegen Masse - abge-



Bild/Figure 2: 50 MHz Bandpass/ Bandfilter



stimmt auf 100 MHz - filtert die zweite Harmonische gesondert aus, da gern gehörte Rundfunksender in der Nähe von 100 MHz arbeiten, und der Aufwand für die Tiefpaßfilter dadurch in Grenzen bleibt.

## Mischer

Als Mischer habe ich einen IE500 eingesetzt. Sicher es gibt Besseres, aber die Bastelkiste gab ihn nun mal her. Alle Anschlüsse sind mit mindestens 3 dB Dämpfungsgliedern abgeschlossen.

## RX ZF-Verstärker

Der RX-ZF-Verstärker ist ein J310 in Gate-Basisschaltung. Standardbeschaltung ähnlich wie im OE9PMJ Transverter.

## TX-Verstärker

Der Senderverstärker ist breitbandig und zweistufig aufgebaut und arbeitet vollständig im A-Betrieb. Die erste Stufe ist ein BFG67 (entspricht einem BFR91), die zweite Stufe ein BFG135 (BFG34 Chip). Zwischen Mischer und BFG67 war ein 12 dB Dämpfungsglied erforderlich; durch die hohe Verstärkung war dieser Transistor bereits übersteuert. Am Ausgang lassen sich intermodulationsarme 800 mW problemlos einstellen. Hinter dem Ausgangs PI-Netzwerk folgt ein 5-poliger Tiefpaß und ein 100 MHz Sperrkreis.

## TX-RX

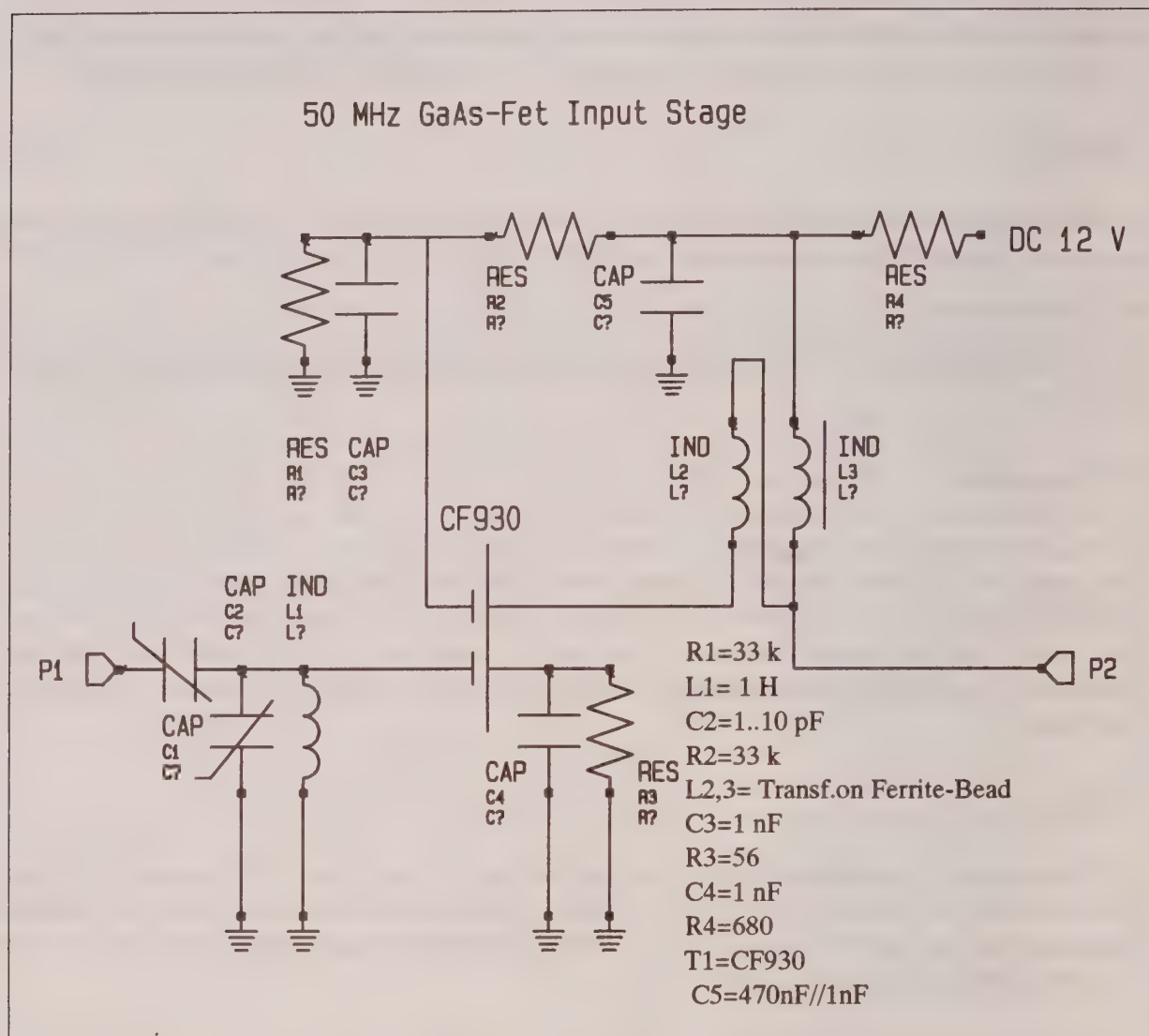
Die Umschaltung erfolgt mittels kleiner Relais; der Mischer und das 50 MHz Filter werden für RX und TX verwendet. Da mit einem IC202 auf 144 MHz angesteuert wird und dieses nicht auf geringere Ausgangsleistung eingestellt werden sollte, war noch ein 20 dB Dämpfungsglied mit 3 Watt Belastbarkeit und eine Einstellmöglichkeit vorzusehen.

## TX-PA

In der Bastelkiste fand sich auch noch ein BLX89 und an einem Samstagabend ohne Verpflichtungen wurde auch noch eine kleine PA gebaut. Sie ist eine Standardschaltung mit Vorspannungseinstellung wie sie in jedem besseren Bastelbuch zu finden ist. An der Basis wird ein  $10\Omega$  Widerstand gegen Masse empfohlen, um parasitäre Schwingungen zu vermeiden. Am Ausgang jedoch wurde wieder ein 5-poliges Tiefpa-Filter eingesetzt mit 100 MHz Sperrkreis.

## Oszillator

Der Oszillator arbeitet auf 94 MHz und ist mit einem Fet J310 bestückt. Ihm folgt eine Pufferstufe mit einem BFR92a. Über einen 5-pol Butterworth-Tiefpaß und ein 6 dB Dämpfungsglied werden 7 dBm HF-Signal auf den Mischer gegeben. Ferner hat der Oszillator eine eigene, rauscharme 8V Stabilisierung.



Bild/Figure 3: Input Stage/Eingangsstufe

### Ergebnis:

- RX-IP3: nicht ganz gelungen (-2 dBm; bekannte kommerzielle erreichen diesen Werte auch noch nicht einmal), aber durch die guten Filter werden starke TV-Sender bei Es- Öffnungen vom RX ferngehalten.
- RX-NF : Rauschzahl der Vorstufe: 0.8 dB; des ganzen RX-Konverters: 1.8 dB
- TX : geringe Intermodulation
- TX-PWR : max. 8.5 W / bei 100 MHz ca 2 nW
- Sonst : Oszillator Pegel am Ausgang (TX): Nicht meßbar. Oszillator Pegel am Ausgang (ZF): -52 dBm \*

\* Der Abschluß des Mischers mit 50Ohm an allen Ports bewirkt wahre Wunder. Durch zu hohe Oszillatorleistung am Ausgang eines Transverters werden in vielen Fällen "unerklärliche" Intermodulationserscheinungen am ZF-Nachsetzer hervorgerufen.

### **Betrieb:**

Der Transverter macht im Betrieb einen sehr guten Eindruck. Überzeugend ist der RX, da selbst bei starken TV Signalen nur die Träger zu hören sind, die wirklich da sind. Im Vergleich zu einem einfachen FET Mischer (BF960) erscheint das Band völlig ruhig. Die 2. Harmonische bei 100 MHz ist im Radio bei einem Antennenabstand von 1.5 m kaum wahrnehmbar.

### **3. Schlußbemerkungen**

Es existiert derzeit noch kein Layout. Die Schaltung ist ganz und gar auf einer Experimentierplatte im 2.54 mm Raster mit durchgehender Massefläche aufgebaut. Bis auf wenige Bauteile und die PA ist alles in SMD-Technik erstellt. So nimmt jede Baugruppe nur wenige Quadratzentimeter Platz in Anspruch.

Derzeit entwickle ich das Konzept weiter und wird demnächst - mit Layout - auch eventuell vorgestellt. Es wird individuell für 50 MHz, 144 MHz oder 432 MHz bestückbar sein.

### **English: Just another 50 MHz Transverter**

With April, 1st 1990 German Amateurs were able to receive a special permission for operation in the 50.080 .. 50.400 MHz Band. After a first bad experience with a MOSFET Converter I designed a transverter working in all different conditions offered by that band. This essay will give some ideas for own realisations.

### **1. Requirements:**

- RX-Converter
  1. Low Noise Figure
  2. Overall 3rd order Interceptpoint better than 0dBm
  3. Narrow bandfilter to reject TV-Signals (48.250 MHz & 53.750)
  4. Low Noise Oscillator
  
- TX-Converter
  1. Low Intermodulation TX
  2. High Spurious rejection
  3. Pout about 5 Watts

All stages have 50Ω ports

I have chosen the 2m-6m Combination to allow parallel 10m operation. Exciter is an IC202. The IC202 had to be realigned before use, because of a very bad looking Spectrum.

### **2. Funktional Description**

#### **RX-Preamplifier:**

The choice for a good IP3 is a GaAs-Fet as first transistor operating with a fairly high current ( $I_{ds}=35mA$ ). Using a test board I found the Telefunken CF930 and Siemens CF739 which are both SMD SOT 123 Case versions of the well known CF300. The CF930 offered a little more gain of 3dB. The Noise Figure was found to be  $F=0.8$  dB. This was unexpected because the low-corner frequency for 1/f-Noise for Dual-Gate



GaAs-Fets is around 30 MHz. With microwave GaAs-Fets this frequency is generally higher than 50 MHz.

## Filter

Several Filters are used in this transverter. There is the main band-pass and other 5-pole low-passes in the TX.

With a RF-CAE program (EEsof/LIBRA-Touchstone) I designed a 7-pole Filter meeting the requirements. This can be reached with Low-cost NEOSID inductances and ceramic-capacitors. The TV-picture and sound carriers (48.250 & 53.750 MHz) are already far suppressed. This filter has 3dB attenuators on its ports.

The low-pass filters are of Chebychev-Type and are designed after standard tables from the ARRL-Handbook. A series-resonant LC-circuit works on 100 MHz to reject emissions in the FM Band.

## Mixer

There was IE500 in my box, I took it. All ports have 3 dB attenuators.

## RX-IF Amplifier

In that stage I use a J310 in Gate-Base-Circuit similar as the OE9PMJ Transverter.

## TX-Amplifier

The TX-amplifier is broadband, has two stages and works in class-A operation. First stage is a SMD BFG67 (similar BFR91), second stage is a SMD BFG135 (BFG34 chip). Between mixer and first stage there is a 12 dB attenuator. At the output I get about 800mW with only a little intermodulation. This stage is followed by a 5-pole Lowpass and a 100 MHz Filter.

## TX-RX

TX/RX-Switching is done with little gold-wire relays. Mixer and Band-Pass are used in both receiver and transmitter chain. On TX-side there is another attenuator because the IC202 should not be modified with 2 Watts Output.

## TX-PA

In my junk-box I found a BLX89 and on one Saturday evening a little PA was built. I used a standard circuit, with Lowpass and 100 MHz Filter in the output. A 10 resistor from Base to ground is recommended to avoid parasitic oscillations.

## Oscillator

The oscillator works on 94 MHz and uses a J310 FET. This is followed by a buffer with a BFR92a. The signal is lead via a 5-pole Lowpass and a 6-dB attenuator to the mixer. The oscillator has its own Low-Noise voltage source (8V).

## Results:

- RX-IP3: -2 dBm on the INPUT !!; well known commercials even do not reach this value. The bandpass filter rejects most of the strong signals from the input.
- RX-NF:  $F=0.8$  dB of the preamp,  $F=1.8$  dB of the whole transverter
- TX: low intermodulation
- TX-PWR: max. 8.5 W / 2 nW at 100 MHz
- Other: Oscillator level on TX-output: Can't find it ..Oscillator level on RX-output: -52 dBm

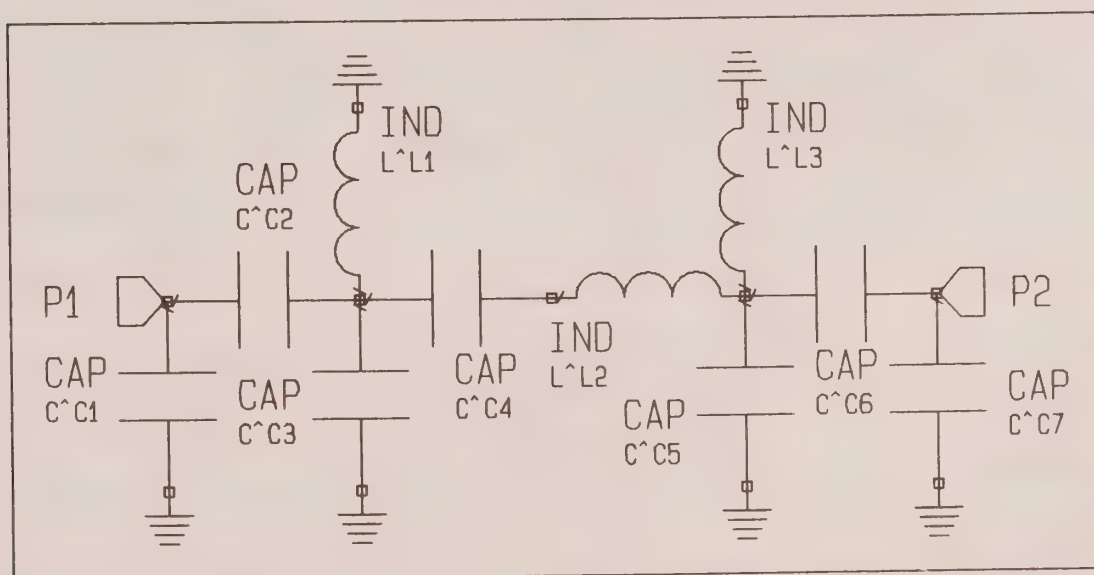
## Operation

This little SMD transverter seems to operate very well. Specially the receiver sounds nice. There are only signals that are really on the band. Compared to my BF960 FET Mixer the band is very quiet. No disturbance is found in the radio-receiver with an antenna distance of only 1.5 m.

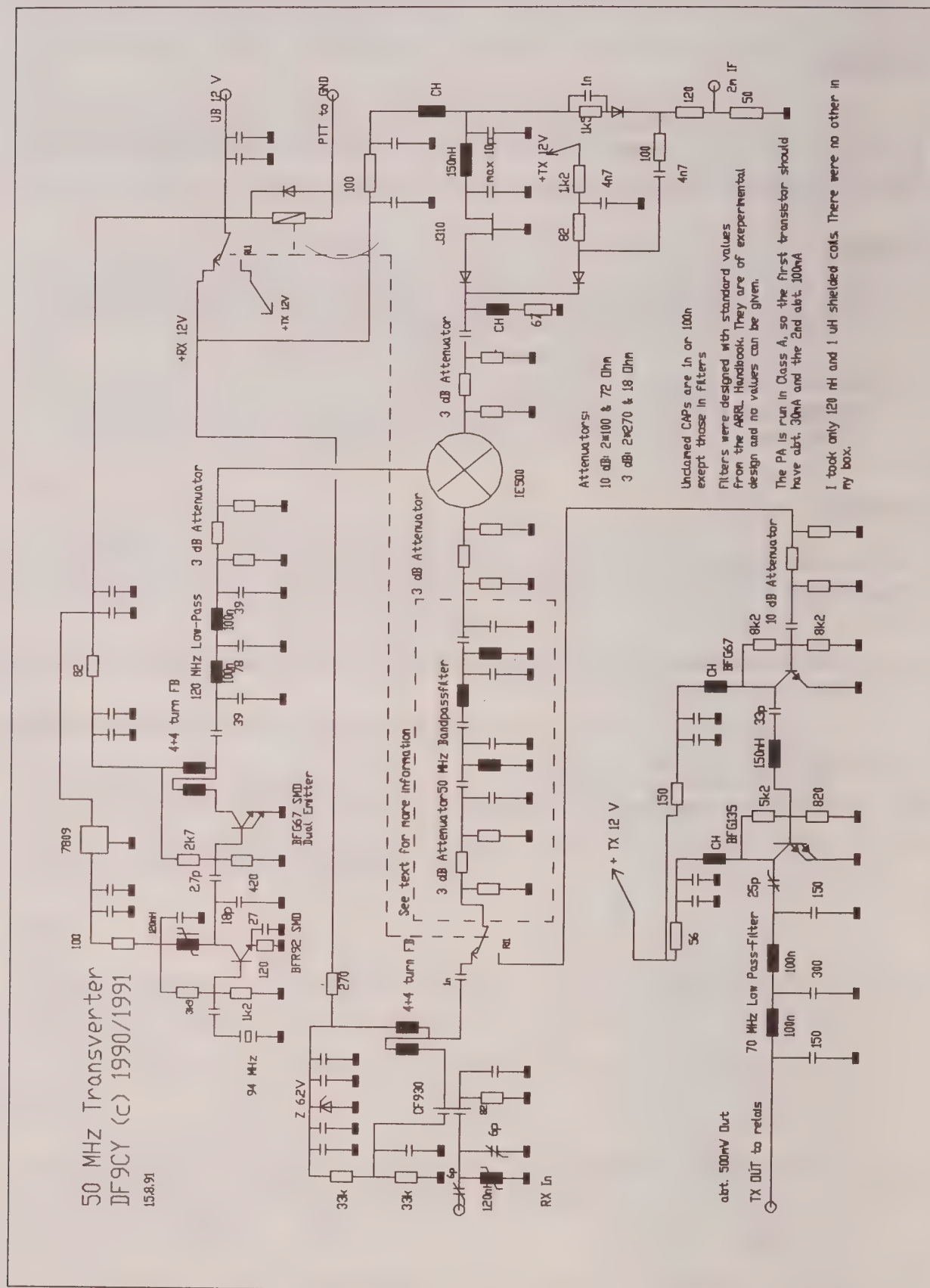
Too high Oscillator level on the RX-IF output will produce intermodulations on the output. 50 attenuators on the mixer ports work like a miracle ...

There does not exist any layout. I made it on a SMD breadboard with ground on the other side. Each stage takes a space of only a few square-centimeters.

Now I am designing a transverter - with layout - that can be used on 50, 144 or 432 MHz.

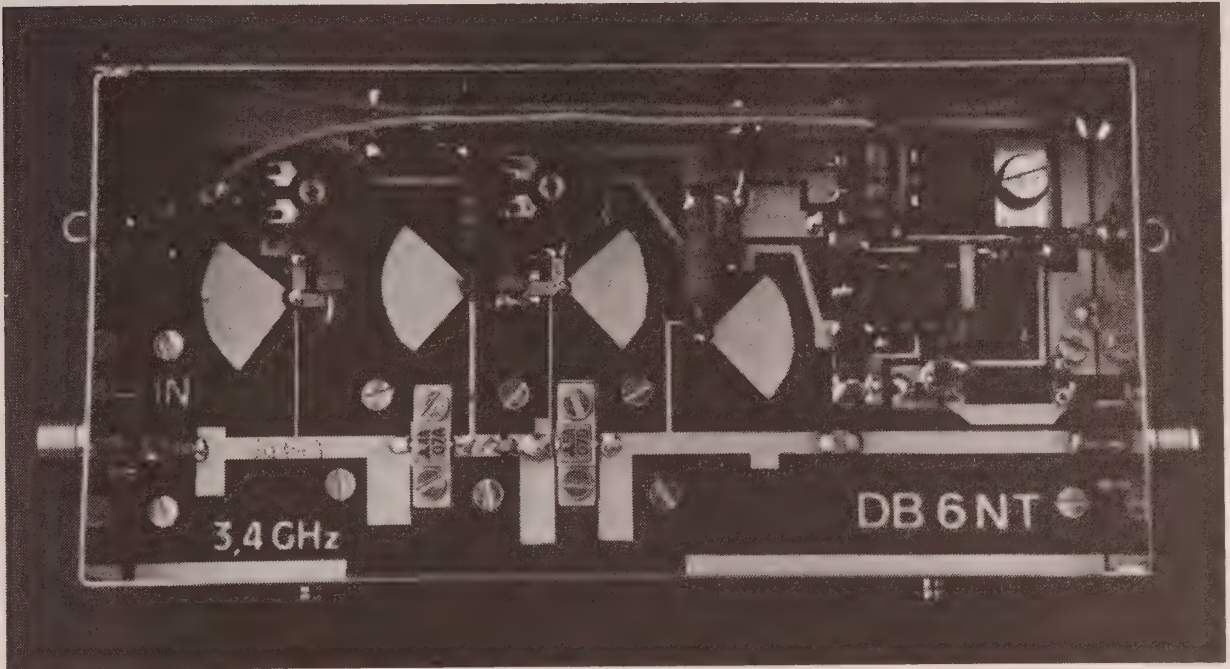


Bild/Figure 4: 50 MHz Bandpass



**Bild/Figure 5: Circuit Diagram/Schaltung**





Bild/Figure 1: 3.4 GHz Transverter

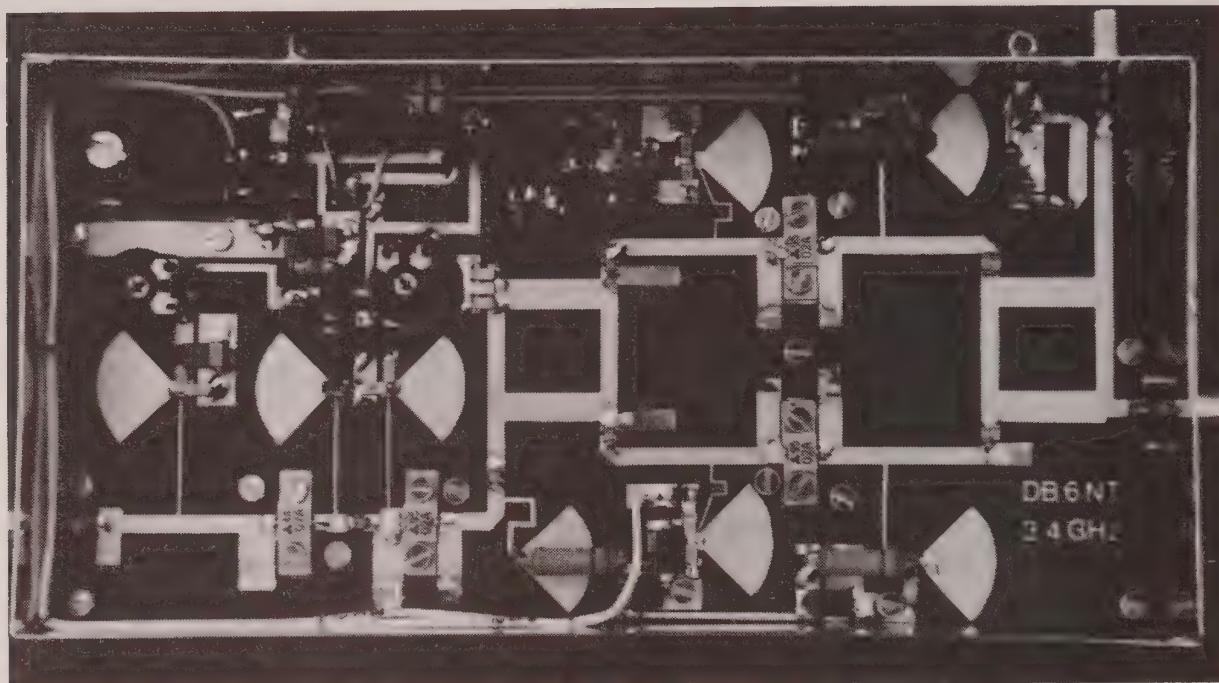
## 1. Design

Es sollte ein Einplatinen-Transverter mit externem Oszillator entwickelt werden, der praktisch ohne Abgleichmaßnahmen auskommt und trotzdem gute Werte für die Rauschzahl und die Ausgangsleistung erreicht. Über ein Wilkinson-Hybrid wird die Oszillatorleistung rückwirkungsarm für den Empfänger- und Sendermischer aufgeteilt. Diese sind einfache Eintakt-Mischer mit GaAs-FET Trioden und LO-Injektion am Gate. Das Sendesignal auf 3,256GHz wird über zwei Resonatorfilter gesiebt und in drei Stufen (MGF1302, MGF1302, MGF1601) auf 200 mW Ausgangsleistung verstärkt. Vor dem Empfangsmischer sind zwei HF-Verstärker mit MGF1303 bzw. 1303 angeordnet. Die T/R-Umschaltung auf der ZF-Seite wird über Dioden ausgeführt und ist für Transceiver mit 0,5 - 3W Sendeleistung ausgelegt. Eine gleichspannungsgesteuerte T/R-Umschaltung (z.B. von einem IC202) versorgt die einzelnen Module mit den Spannungen.

## 1. Design

The goal of this development was to develop a simple single board 3.4 GHz transverter with an external oscillator on 3.256 GHz. Without need for tuning a noise figure of less than 2 dB can be achieved for the RX and a clean output power of 200 mW on 5.4GHz.

A wilkinson type hybrid divides the external LO-power on 3.256GHz for the RX and TX mixers respectively. These are simple single balanced active mixers with GaAs-FET triodes and gate injection. The TX signal is filtered by a resonator and further amplified in a second stage. In front of the RX-mixer there are two low noise stages with a MGF1303 and a MGF1302 allowing for some 20 DB of RF-gain. The IF is switched by a silicon diode switch from receive to transmit. This is activated by a DC-voltage present on the IF-line (delivered by a IC202 for example).



Bild/Figure 2: 3.4 GHz Transverter

## 2. Aufbau und Abgleich

Die Aufbauhinweise in der Beschreibung\* des 5,7 GHz-Transverters sind auch für diesen Transverter anwendbar. Die Resonatoren entsprechen denen aus dem 6 cm Transverter. Die Abstimmungsschrauben sind jedoch bei dem 9 cm-Modell weit in die Resonatoren eingedreht. Der Boden ist durch Messingblech verstärkt, um thermische und mechanische Verstimmung zu reduzieren.

Der Abgleich kann mit der Hilfe von nur zwei Instrumenten erfolgen:

1. mW-Meter bis 3,5 GHz
2. Voltmeter

Nach dem Anschluß einer geeigneten Antenne oder eines Abschlußwiderstandes werden die im Schaltplan angegebenen Ströme (Spannungen) der Transistoren mit den SMD-Poti's eingestellt. Dieser Grundabgleich wird ohne LO-Leistung oder ZF-Leistung durchgeführt.

### 2.1 Empfängerabgleich

144 MHz Transceiver und LO anschließen. Die Drainspannung des Mischers sollte nach dem Einschalten der LO-Leistung um ca. 0,1 V zurückgehen. Abstimmungsschraube des RX-Filters langsam von oben in den Resonator eindrehen. Hierbei ergeben sich zwei Rauschanstiege. Der erste ist der "richtige". Der zweite

---

\* Michael Kuhne, DB6NT, "Transverter für 5,7 GHz", DUBUS 3/1991, S. 11-23



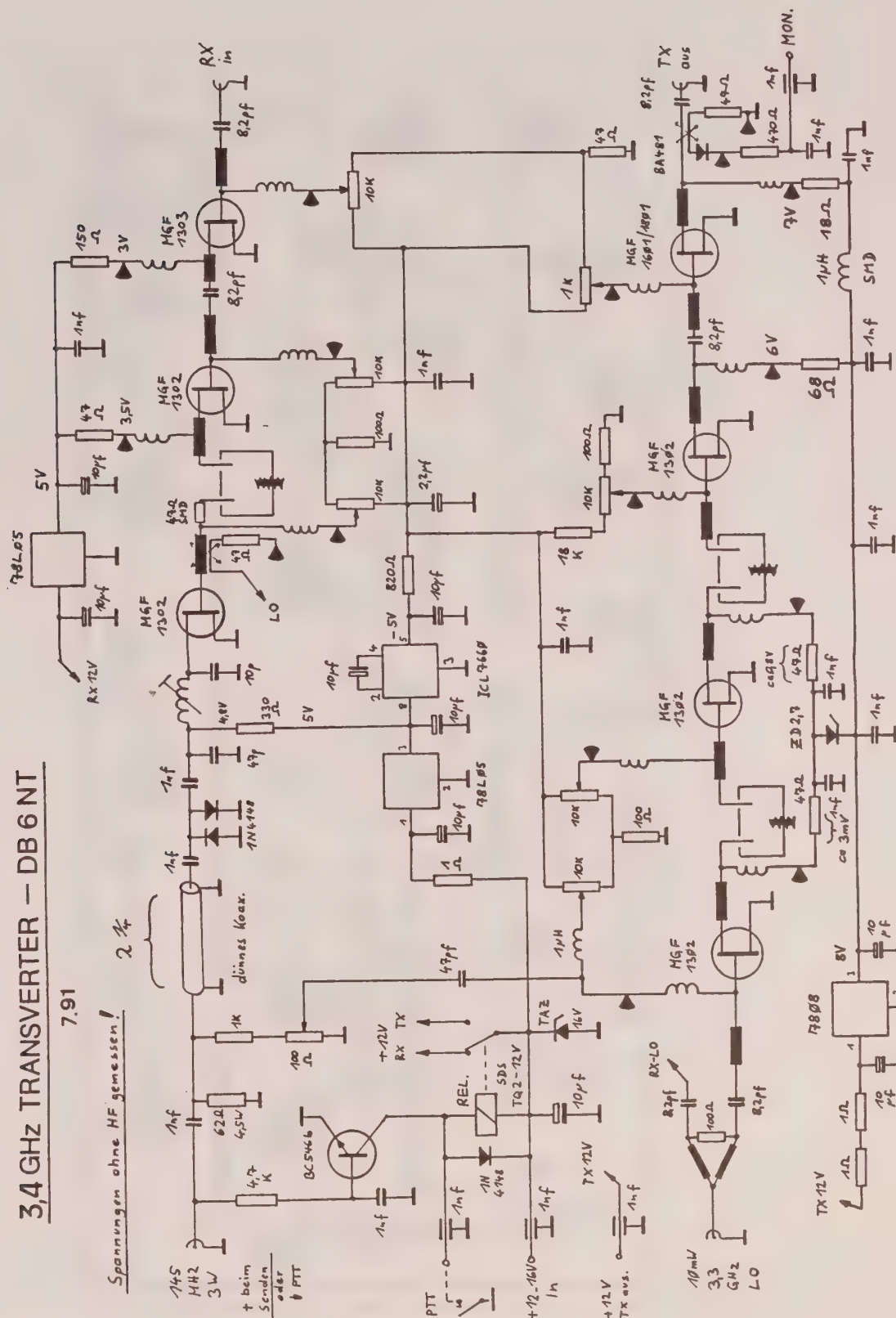
## 3,4 GHz TRANSVERTER – DB 6 NT

7.91

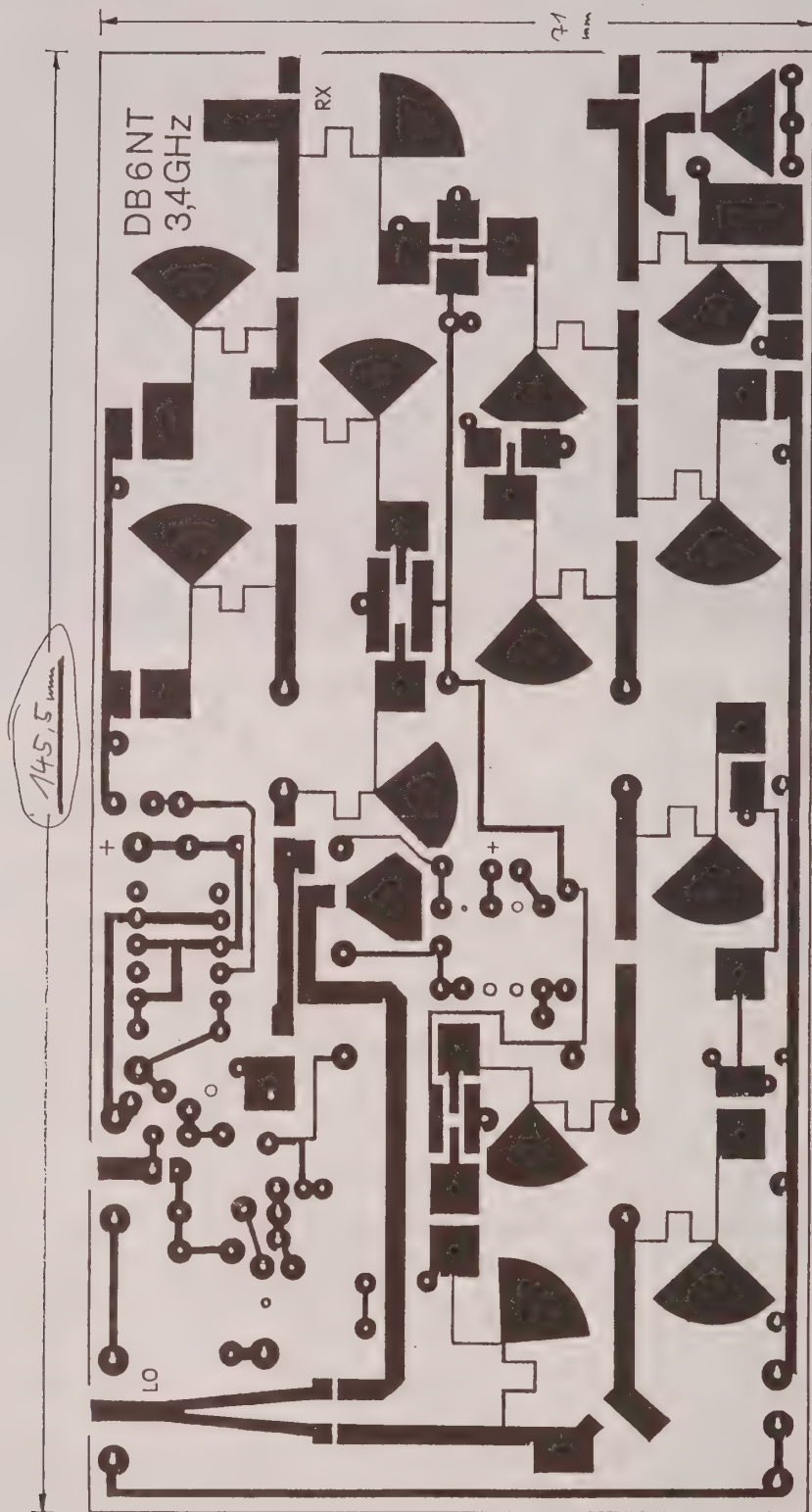
Spannungen ohne HF gemessen!

2 1/2

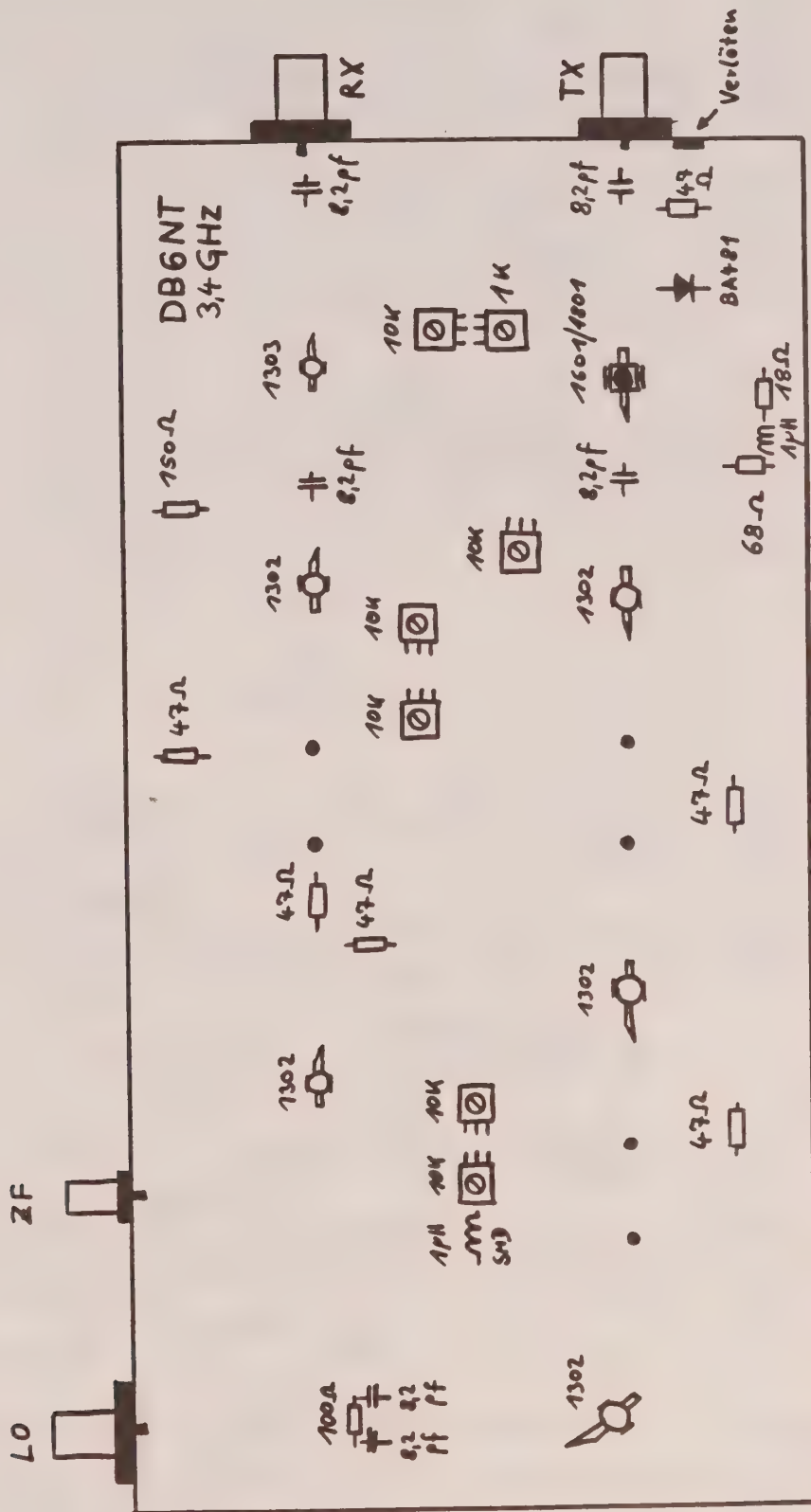
2  $\frac{1}{4}$  }  Linnes Koax.



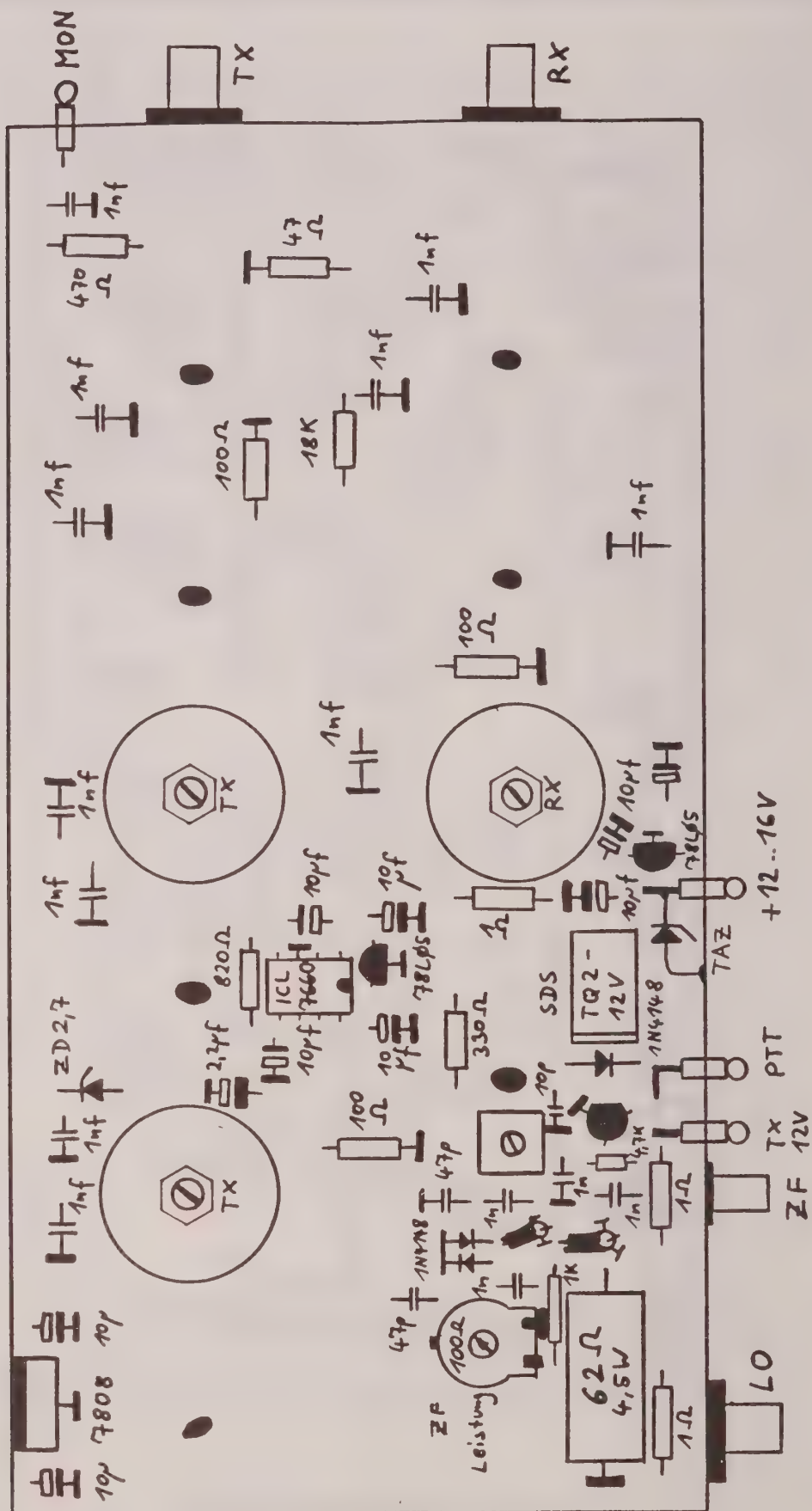




Bild/Figure 4: Layout

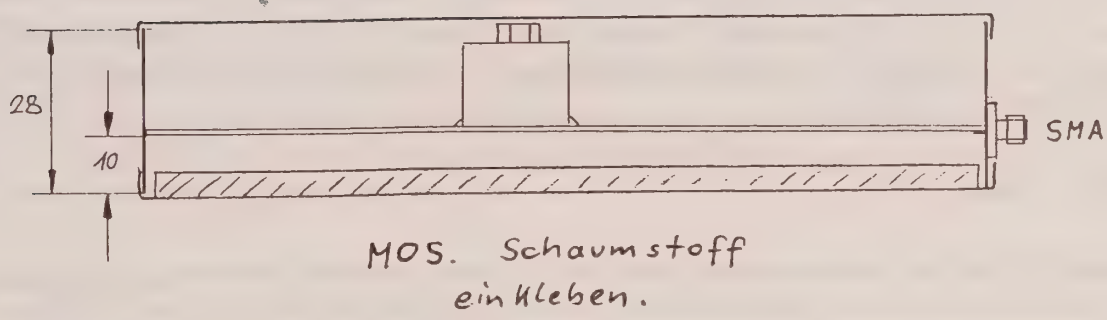
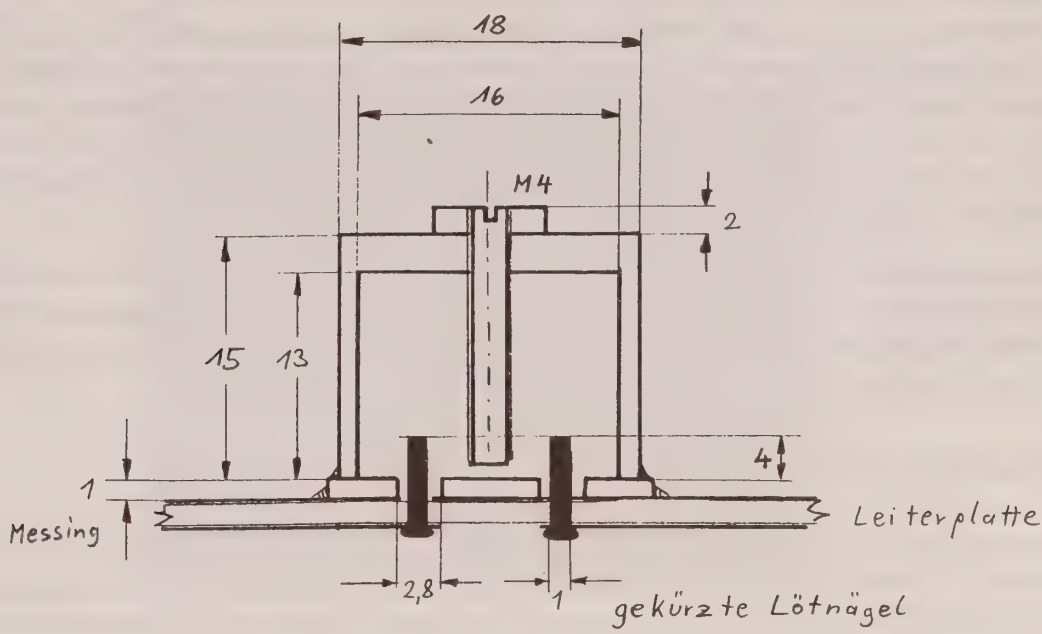


**Bild/Figure 5: Parts Layout Bottom Side**



**Bild/Figure 6: Parts Layout Top Side**





Bild/Figure 7: Construction Details

- die Abstimmungsschraube sitzt dann tiefer- ist die Spiegelfrequenz . Dann werden der Mischerstrom und die ZF-Filterspule auf maximales Rauschen abgestimmt.

2.2 Senderabgleich

Transverter ohne 144 MHz Steuersignal auf Sendebetrieb schalten.

Der Spannungsabfall am Drainwiderstand des TX-Mixers sollte beim Einschalten der LO-Baugruppe von ca. 5 mV auf 300 mV ansteigen.

LO aus- und 144 MHz Signal einschalten (CW-Dauerstrich). Mit dem 100Ω Poti für die Justage der ZF-Steuerleistung einen Spannungsabfall von ca. 150 mV am Drainwiderstand des TX-Mixers einstellen.

LO wieder einschalten und das 144 MHz ebenfalls anlegen. Ein Spannungsabfall muß am Drainwiderstand des ersten TX-Verstärkers (MGF1302) meßbar sein. Abstimmungsschraube des ersten TX-Filters eindrehen. Es ergeben sich drei Resonanzpunkte. Die erste - obere Schraubenstellung - ist wieder der richtige. Zur Kontrolle 144 MHz Signal abschalten: Der Strom im ersten TX-Verstärker muß zurückgehen. Ist das nicht der Fall, ist die Abstimmungsschraube bereits zu tief eingedreht und der Resonator auf die LO-Frequenz abgestimmt.

Spannungsabfall am Drainwiderstand des MGF1801 messen. Beim Abstimmen des zweiten TX-Filters erhöht sich der Strom um einige mA. Dann zeigt auch der angeschlossene Leistungsmesser HF-Leistung an. Durch Nachstimmen der ZF-Leistung und der Resonatoren kann die TX-Leistung optimiert werden. Es müssen mindestens 200 mW erreichbar sein.

## 2. Construction and Tuning

For construction please follow exactly the principles given for the construction of the similar 5.7 GHz transverter \*. Therefore also the tuning procedure can be copied. The resonators are the same as for the 5.7 GHz model. Therefore the tuning screws must be positioned deeply into the resonators for getting the resonance on 3.4 GHz. This is very narrow also. The bottoms of the resonators have been reinforced by brass for better thermal and mechanical stability.

Tuning can be performed with the aid of only two instruments:

1. Powermeter for 3.5 GHz
2. Voltmeter

After connection of a suitable antenna or dummy load all currents and voltages given in the circuit diagram (Figure 3) should be adjusted with the relevant SMD-pots. This basic tuning should be carried out without any LO-power or IF-power.

### 2.1 RX-Tuning

Connect LO and 144 MHz transceiver. Switch on LO. Drain voltage on RX-Mixer should drop about 0.1V. Turn tuning screw of the RX-resonator from the top slowly downwards. You will observe two settings with an increase in output noise level. The first one - seen from the top position of the tuning screw - is the right one. The second setting corresponds to the image frequency. Next mixer current and IF-Filter should be tuned to maximum noise level.

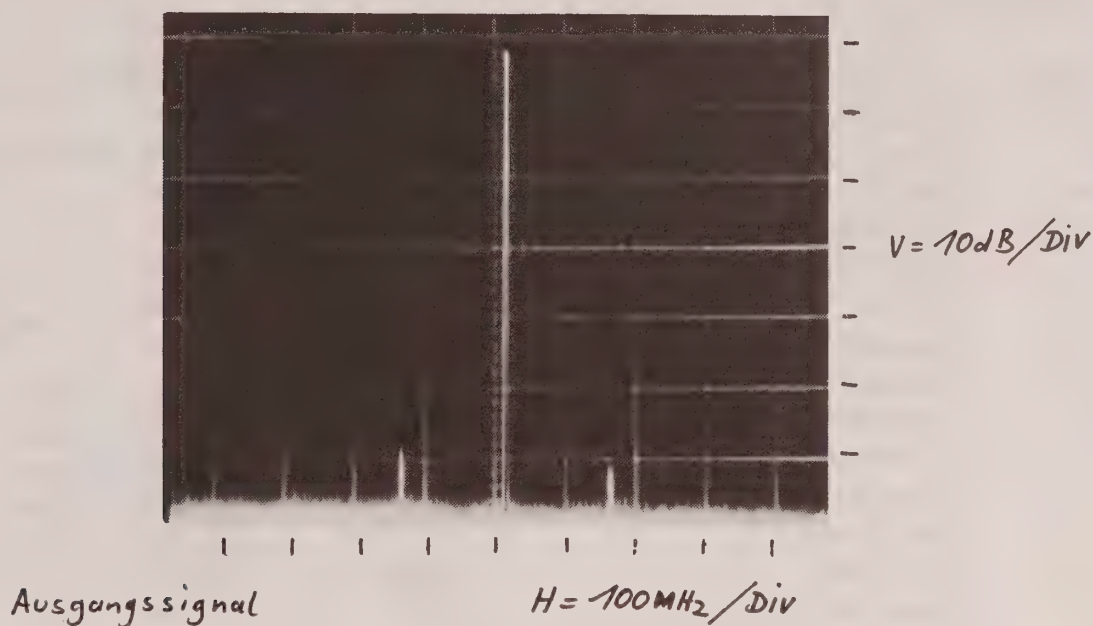
### 2.2 TX-Tuning

Switch transceiver to transmit in CW without keying down. After switching on LO the voltage drop at drain resistor of TX-mixer should increase from 5 mV to about 300mV. Switch off LO and key down 2m-transceiver. Adjust 100Ω pot in the IF-input for a voltage drop of 150mV at the drain resistor of TX-mixer.

Switch on LO again and leave 2m-transceiver keyed down. Then you can measure a voltage drop at the drain resistor of first TX-amp. Tune first resonator in TX. There are three tuning positions which peak the first TX-amp current. The top position is the right one again. The lower positions correspond to the LO

---

\* Michael Kuhne, DB6NT, "Transverter für 5,7 GHz", DUBUS 3/1991, S. 11-23



Bild/Figure 8: Measurement Results for Output Spectrum

and the image frequency. The right position can be checked by switching off signal at 144 MHz. Current should drop immediately.

Measure current in MGF1801 drain circuit by observing the voltage drop at drain resistor. Tuning the second TX-resonator should lead to an increase of current. An output powermeter should indicate RF-power now. By fine tuning all resonators and the IF-power the TX-ouptut power can be optimized. A power level of 200 mW should be possible.

### 3. Meßergebnisse

Das Ausgangsspektrum ist in Bild 8 zu sehen. Die LO-Frequenz und  $F_{lo}+2xF_{zf}$  sind um mehr als 60 dB unterdrückt. Der Spiegel ( $F_{lo}-F_{zf}$ ) ist ca. 60 dB unterdrückt (Bild 8). Die Sättigungsausgangsleistung ist mehr als 300 mW.

Die Rauschzahl des RX ist typisch 1.4 dB und die Verstärkung ca. 25 dB. Die Spiegelfrequenzunterdrückung im RX ist besser als 45 dB.

### 3. Results

TX-Ouput spectrum can be seen in figure 8. LO and  $F_{lo}+2xF_{zf}$  are down about 60 dB. Image frequency ( $F_{lo}-F_{zf}$ ) is down more than 60 dB (Figure 8). Saturation output power is in excess of 300 mW.

Noise figure of RX is typically 1.4 dB. gain is about 25 dB. Image frequency suppression is more than 45 dB.



#### 4. Teileliste/Parts List

| Anzahl | Bezeichnung                       | Bauform                | Bezugsquelle                                                                |
|--------|-----------------------------------|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------|
| 12     | Widerst. 0.25 W                   | 0207                   | Diverse                                                                     |
| 1      | Widerst. 4.5 W 62 (56) Ohm        | WK8                    | Bürklin 29E638 o.ä.                                                         |
| 10     | SMD-R                             | 1206                   | Diverse                                                                     |
| 6      | SMD-Poti 10k                      | SMD                    | Diverse                                                                     |
| 1      | SMD-Poti 1k                       |                        | Diverse                                                                     |
| 1      | Poti 100                          | PT-10L                 | Diverse                                                                     |
| 15     | Keramik-C 1nF                     | EGPU                   | Diverse                                                                     |
| 2      | Keramik-C 47 pF                   | EGPU                   | Diverse                                                                     |
| 1      | Keramik-C 10 pF                   | EGPU                   | Diverse                                                                     |
| 6      | Keramik-C 8,2 pF                  | EGPU                   | Diverse                                                                     |
| 9      | Elkos 10 uF/16 V                  | 4.5 x 8 mm             | Diverse                                                                     |
| 1      | Elko 2.2 uF/16 V                  | 4.5 x 8 mm             | Diverse                                                                     |
| 4      | Duko 1 nF                         | Lötbar                 | Diverse                                                                     |
| 2      | Spule 1 uH                        | SMD                    | Diverse                                                                     |
| 1      | Spule 115 nH NEOSID               | 5061                   | Diverse                                                                     |
| 1      | Dünnes Koax 36 cm RG174 o.ä.      |                        | Diverse                                                                     |
| 1      | Relais SDS                        | TQ2-12V                | Bürklin 30G7556                                                             |
| 1      | TAZ Diode                         | 1N6276                 | Diverse                                                                     |
| 1      | Z-Diode                           | ZD2.7                  | Diverse                                                                     |
| 1      | Schottky diode                    | BA481                  | Diverse                                                                     |
| 3      | SI-Diode                          | 1N4148                 | Diverse                                                                     |
| 1      | SI-NPN                            | BC546B                 | Diverse                                                                     |
| 1      | Inverter                          | ICL7660                | Diverse                                                                     |
| 1      | Regler 8 V                        | MC7808                 | Diverse                                                                     |
| 1      | Regler 5 V                        | MC78L05                | Diverse                                                                     |
| 5      | GaAs-FET                          | MGF1302                | Diverse                                                                     |
| 1      | GaAs-FET                          | MGF1601/1801           | Diverse                                                                     |
| 1      | GaAs-FET                          | MGF1303                | Diverse                                                                     |
| 3      | Koaxbuchse                        | SMA                    | Diverse                                                                     |
| 1      | Koaxbuchse                        | SMC                    | Diverse                                                                     |
| 3      | Resonatoren                       |                        | Eigenbau                                                                    |
| 1      | Weißblechgehäuse 74 x 148 x 30    |                        | Diverse                                                                     |
| 1      | Teflon PCB ULTRALAM2000<br>0.78mm | Er=2.5; 2 x 35 µ<br>Cu | Dirk Fischer, Neuer Gra-<br>ben, 46 Dortmund 1,<br>Tel.:(++49)(0)231-105752 |

# 3.4 GHz Transverter: LO

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

## 1. Design

Siehe 5.7 GHZ LO. Unterschiede:

1. Quarzfrequenz ist 135,667 MHz
2. Andere Helixfilter
3. Resonator auf 3.4 GHz
4. Andere Drainwiderstände
5. GaAs-Fet Verdoppler statt Vervierfacher

## 1. Design

See description of 5.7 GHZ LO. Differences:

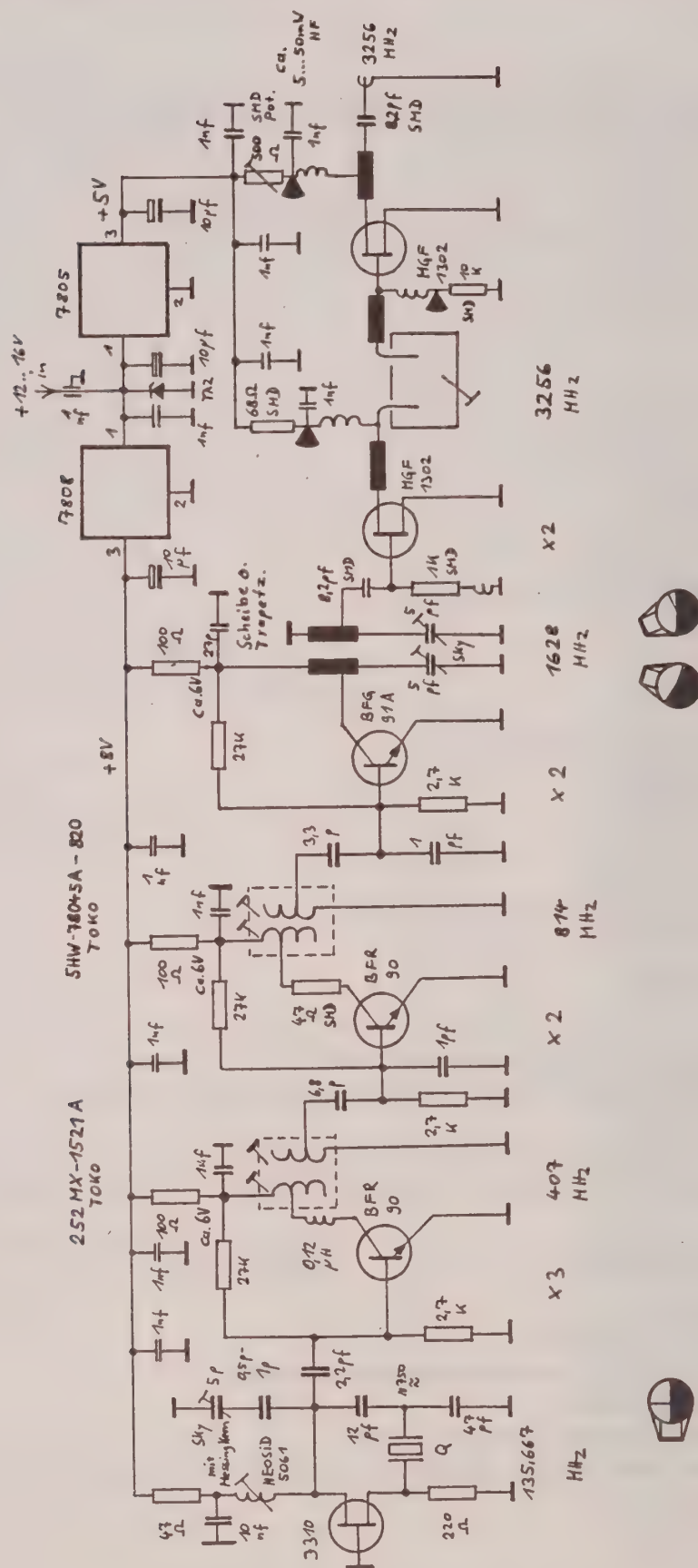
1. Crystal is on 135.667 MHz
2. Different Helix-Filters
3. Resonator on 3.4 GHz
4. Different Drain resistors
5. MGF1302 serves as doubler instead of quadrupler

## 2. Aufbau und Abgleich

- Das 500 Ohm Poti wird auf 100 Ohm voreingestellt
- Justierung der SKY-Trimmer auf die im Schaltplan eingezeichneten Werte.
- Sonst wie 5,7 GHZ LO
- Abstimmerschraube im Resonator wird ca. 12 mm eingedreht
- Durch das 500 Ohm Poti läßt sich die Ausgangsleistung von 5...50 mW einstellen.

## 2. Construction and Tuning

- Set 500 ohms pot to 100 ohms
- Preset the SKY-Trimmers to values as shown in circuit diagram
- See Tuning of 5.7 GHz LO
- Tuning-screw has to be turned in about 12 mm
- The 500 ohms pot serves for adjusting the output power from 5...50 mW





4. Teileliste/Parts List

| Anzahl | Bezeichnung                    | Bauform                          | Bezugsquelle                                                             |
|--------|--------------------------------|----------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| 12     | Widerst. 0.25 W                | 0207                             | Diverse                                                                  |
| 4      | Widerst. SMD                   | 1206                             | Diverse                                                                  |
| 13     | Keramik-C 1nF                  | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 10 nF                | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 3      | Keramik-C 1 pF NP0             | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 2.2 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 3.3 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 6,8 pF NP0           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 12pF N750            | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Keramik-C 47 pF N750           | EGPU                             | Diverse                                                                  |
| 2      | SMD-C 8.2 pF                   | 0805                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Trapez-C 27 pF                 |                                  | Diverse                                                                  |
| 3      | Trimmer SKY 5 pF               | Grün                             | Diverse                                                                  |
| 3      | Elkos 10 uF/16 V               | 4.5 x 8 mm                       | Diverse                                                                  |
| 1      | Duko 1 nF                      | Lötbar                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Drossel 0,12 uH                | 0207                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Spule 115 nH NEOSID            | 5061                             | Diverse                                                                  |
| 1      | Helixfilter 5HW-78045A-820     | TOKO                             | Componex/Düsseldorf                                                      |
| 1      | Helixfilter 252MX-1521A        | TOKO                             | Componex/Düsseldorf                                                      |
| 1      | TAZ Diode                      | 1N6276                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Quarz 135,667 MHz              | HC18U                            | Diverse                                                                  |
| 1      | Regler 8 V                     | MC7808                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Regler 5 V                     | MC7805                           | Diverse                                                                  |
| 1      | FET                            | J310                             | Diverse                                                                  |
| 2      | Transistor                     | BFR90                            | Diverse                                                                  |
| 1      | Transistor                     | BFG91A                           | Diverse                                                                  |
| 2      | GaAs-FET                       | MGF1302                          | Mitsubishi                                                               |
| 1      | Koaxbuchse (Stecker)           | SMA                              |                                                                          |
| 1      | Resonator                      |                                  | Eigenbau                                                                 |
| 1      | Weißblechgehäuse 35 x 148 x 30 |                                  |                                                                          |
| 1      | Teflon PCB ULTRALAM2000        | Er=2.5, 2 x 0,035 mm Cu, 0,78 mm | Dirk Fischer, Neuer Graben 83, 4600 Dortmund 1, Tel.:(++49)(0)231-105752 |

Berichtigung zu Stückliste in DUBUS 3/91, S. 22

| Anzahl | Bezeichnung               | Bauform                          | Bezugsquelle                                                             |
|--------|---------------------------|----------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| 1      | Widerst. 4,5W 62 (56) Ohm | WK8                              | Bürklin 29E638                                                           |
| 1      | Poti 100 ohm              | PT-10L                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Zener Diode               | ZD 2,7                           | Diverse                                                                  |
| 1      | Teflon PCB ULTRALAM2000   | Er=2.5, 2 x 0,035 mm Cu, 0,78 mm | Dirk Fischer, Neuer Graben 83, 4600 Dortmund 1, Tel.:(++49)(0)231-105752 |

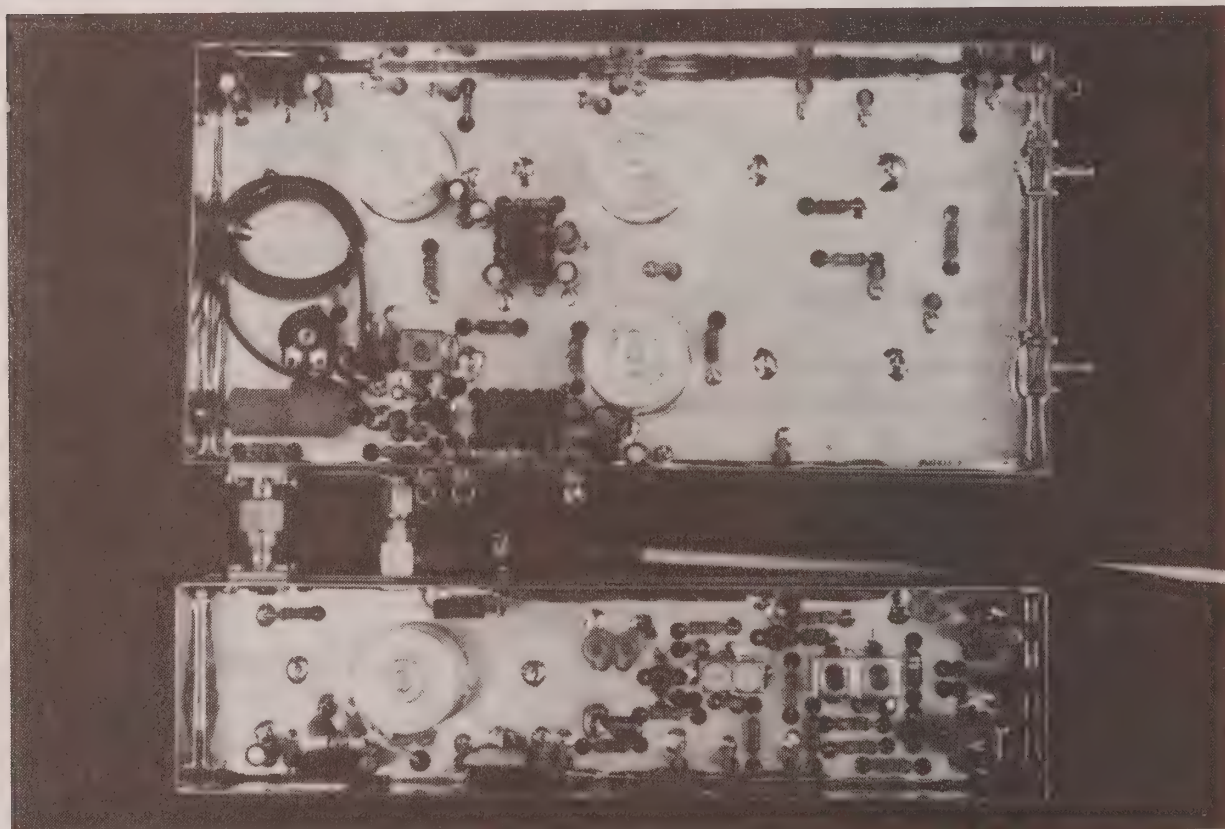
# Transverter for 5.7 GHz

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, W-8674 Naila 2

## (Part I)

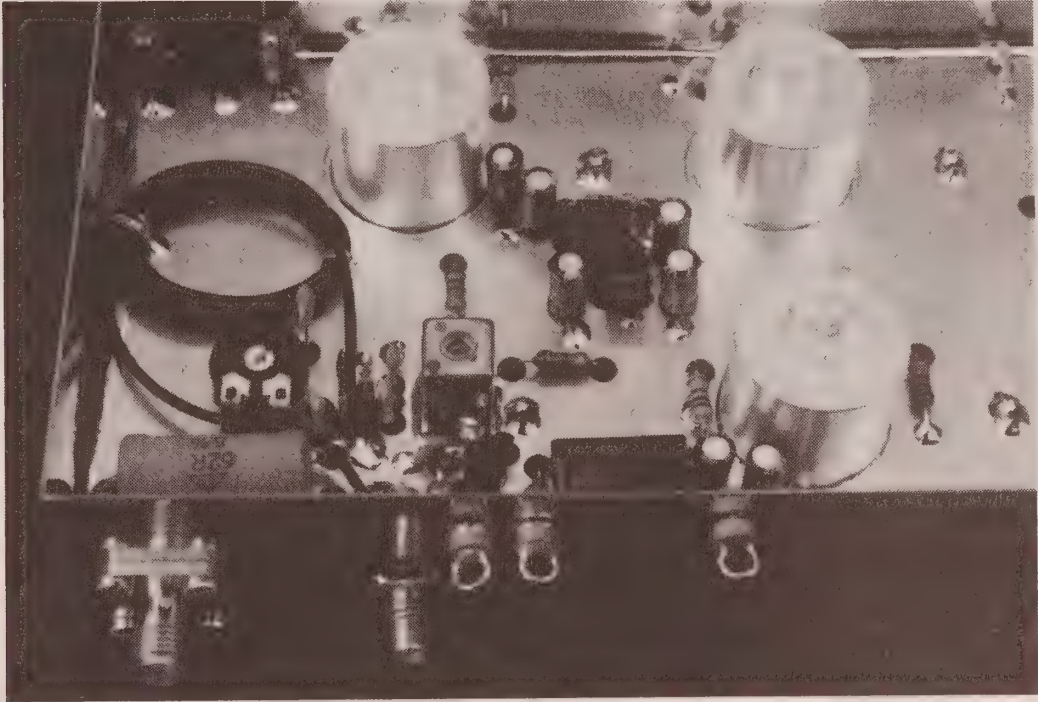
**Kurzfassung:** Dieser Transverter von 5.760GHZ auf 144MHZ ist auf einer Platine untergebracht mit Ausnahme eines externen LO's, der eine Leistung von 10 mW auf 5,616 GHZ liefert. Das Ausgangsspektrum ist sauber (Nebenwellen < -50 dB) bei einer Ausgangsleistung von 200 mW. Die Eingangsleistung auf 144 MHz kann 0,5 - 3 W betragen. Der Empfänger hat eine Rauschzahl von weniger als 2 dB. Die Verstärkung ist typisch 23 dB. Der Transverter folgt im Design dem vorher beschriebenen 10 GHz Transverter.

**Abstract:** This transverter 5.760GHZ/0.144GHZ is made on one single board with exception of the LO. The LO produces 10 mW on 5.616 GHz and will be described in Part II. The transverter has a very clean 200 mW output. The input power on 144 MHz should be 0.5 - 3 W. The noise figure of the RX is less



Bild/Figure 1: 5.7 GHz Transverter





▼ Bild/Figure 2: 5.7 GHz Transverter (Close View)

than 2 dB and it has typically 23 dB gain. The transverter has been developed very closely according to the design of the 10 GHz transverter described before.

## 1. Design

Es sollte ein Einplatinen-Transverter mit externem Oszillator entwickelt werden, der praktisch ohne Abgleichmaßnahmen auskommt und trotzdem gute Werte für die Rauschzahl und die Ausgangsleistung erreicht. Über ein Wilkinson-Hybrid wird die Oszillatorleistung rückwirkungsarm für den Empfänger- und Sendermischer aufgeteilt. Diese sind einfache Eintakt-Mischer mit GaAs-FET Trioden und LO-Injektion am Gate. Das Sendesignal auf 5,760GHz wird über zwei Resonatorfilter gesiebt und in drei Stufen (MGF1302, MGF1302, MGF1601) auf 200 mW Ausgangsleistung verstärkt. Vor dem Empfangsmischer sind zwei HF-Verstärker mit MGF1303 bzw. 1303 angeordnet. Die T/R-Umschaltung auf der ZF-Seite wird über Dioden ausgeführt und ist für Transceiver mit 0,5 - 3W Sendeleistung ausgelegt. Eine gleichspannungsgesteuerte T/R-Umschaltung (z.B. von einem IC202) versorgt die einzelnen Module mit den Spannungen.

## 1. Design

The goal of this development was to develop a simple single board 5.7 GHz transverter with an external oscillator on 5.616 GHz. Without need for tuning a noise figure of less than 2 dB can be achieved for the RX and a clean output power of 200 mW on 5.760Ghz.

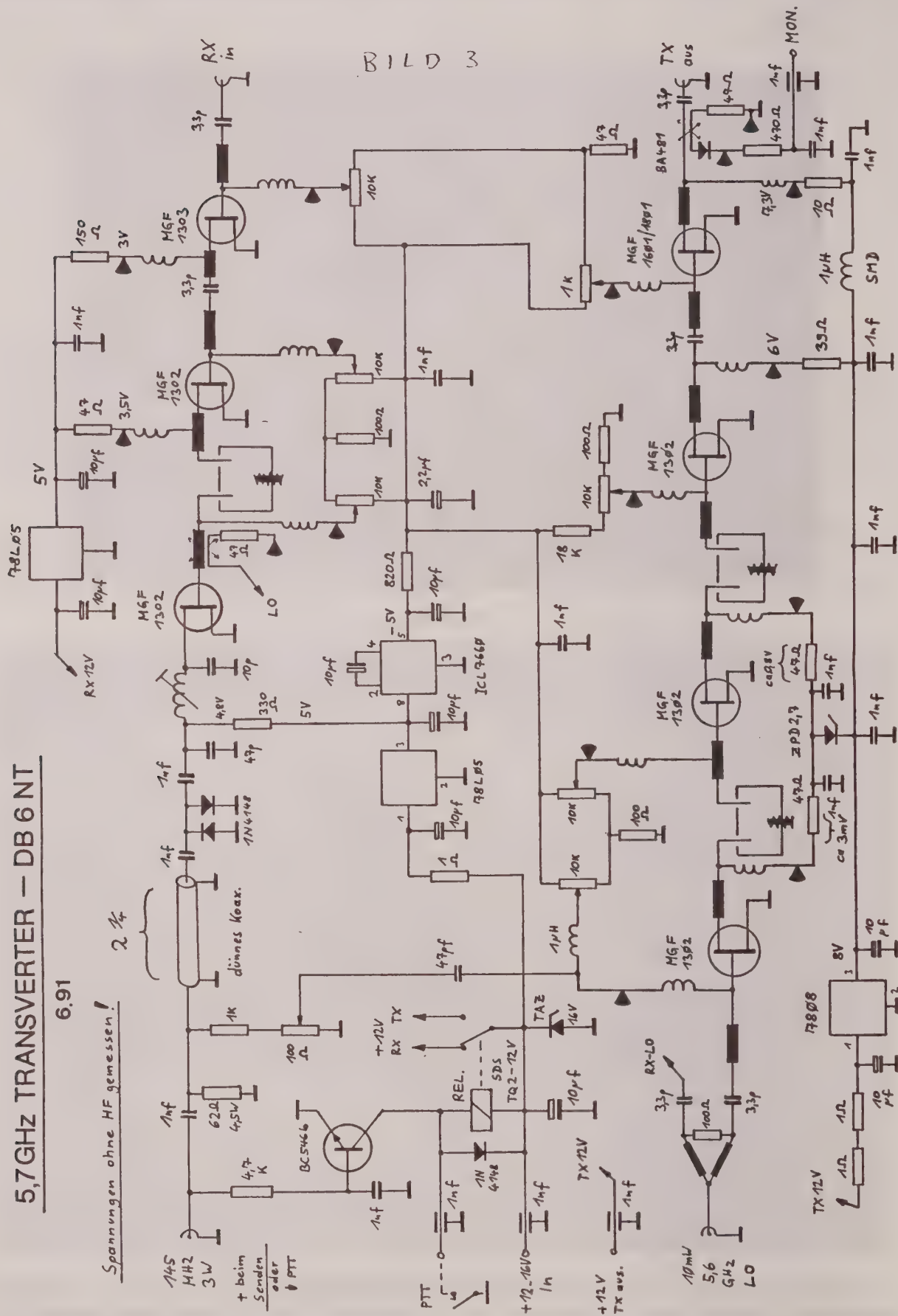
A wilkinson type hybrid divides the external LO-power on 5.616GHz for the RX and TX mixers respectively. These are simple single balanced active mixers with GaAs-FET triodes and gate injection.

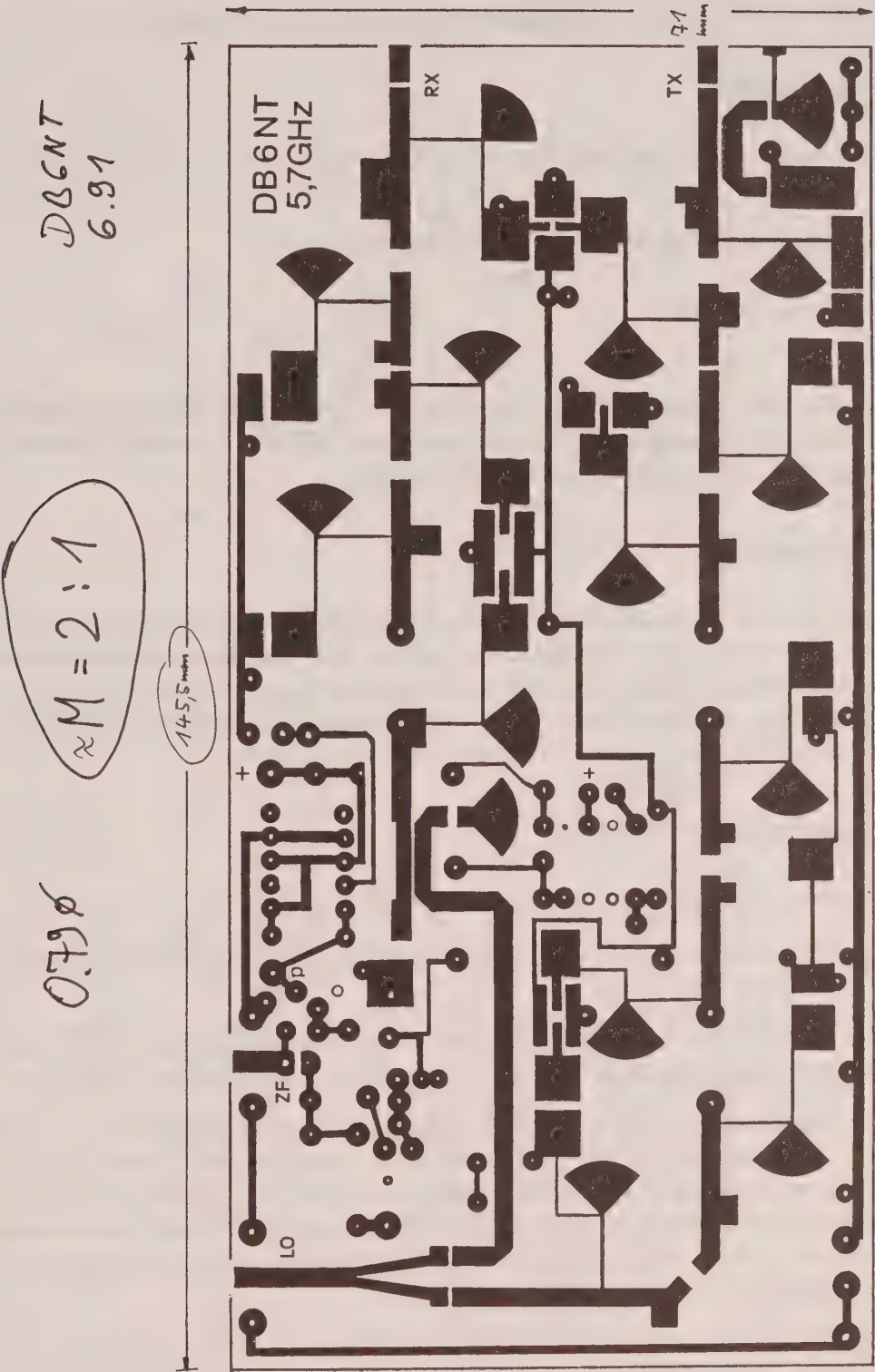


## 5.7 GHz TRANSVERTER – DB 6 NT

16.9

Spannungen ohne HF gemessen!

 $2\frac{3}{4}$ 



Bild/Figure 4: Layout of 5.7 GHz Transverter

The TX signal is filtered by a resonator and further amplified in a second stage. In front of the RX-mixer there are two low noise stages with a MGF1303 and a MGF1302 allowing for some 20 DB of RF-gain. The IF is switched by a silicon diode switch from receive to transmit. This is activated by a DC-voltage present on the IF-line (delivered by a IC202 for example).

## 2. Aufbau und Abgleich

Die Aufbauhinweise in der Beschreibung<sup>\*</sup> des 10 GHz-Transverters sind auch für diesen Transverter anwendbar.

Der Abgleich kann mit der Hilfe von nur zwei Instrumenten erfolgen:

1. mW-Meter bis 5.7 GHz
2. Voltmeter

Nach dem Anschluß einer geeigneten Antenne oder eines Abschlußwiderstandes werden die im Schaltplan angegebenen Ströme (Spannungen) der Transistoren mit den SMD-Poti's eingestellt. Dieser Grundabgleich wird ohne LO-Leistung oder ZF-Leistung durchgeführt.

### 2.1 Empfängerabgleich

144 MHz Transceiver und LO anschließen. Die Drainspannung des Mischers sollte nach dem Einschalten der LO-Leistung um ca. 0,1 V zurückgehen. Abstimmsschraube des RX-Filters langsam von oben in den Resonator eindrehen. Hierbei ergeben sich zwei Rauschanstiege. Der erste ist der "richtige". Der zweite - die Abstimmsschraube sitzt dann tiefer - ist die Spiegelfrequenz auf 5472 MHz. Dann werden der Mischerstrom und die ZF-Filterspule auf maximales Rauschen abgestimmt.

### 2.2 Senderabgleich

Transverter ohne 144 MHz Steuersignal auf Sendebetrieb schalten.

Der Spannungsabfall am Drainwiderstand des TX-Mixers sollte beim Einschalten der LO-Baugruppe von ca. 5 mV auf 300 mV ansteigen.

LO aus- und 144 MHz Signal einschalten (CW-Dauerstrich). Mit dem 100Ω Poti für die Justage der ZF-Steuerleistung einen Spannungsabfall von ca. 150 mV am Drainwiderstand des TX-Mixers einstellen.

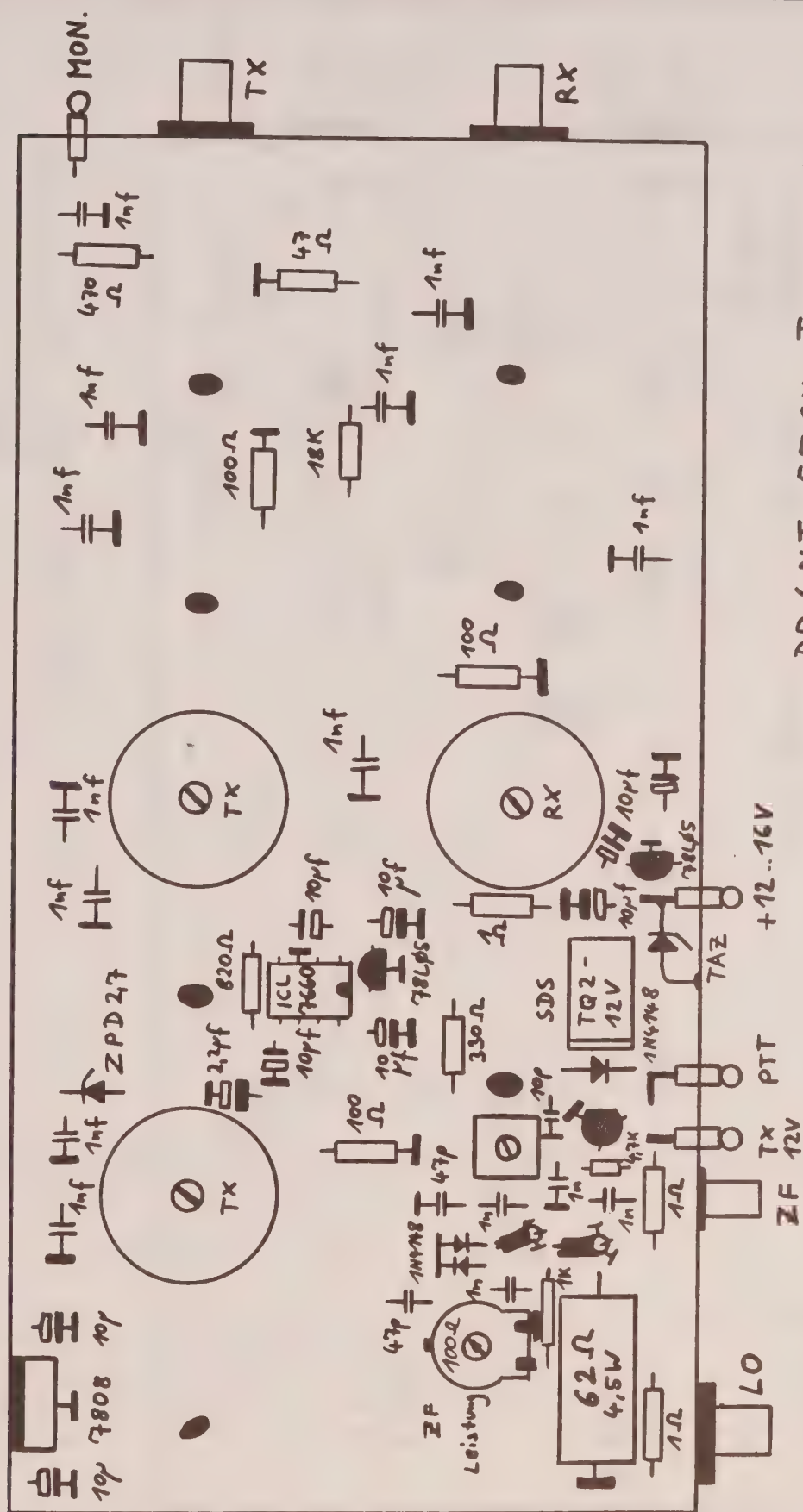
LO wieder einschalten und das 144 MHz ebenfalls anlegen. Ein Spannungsabfall muß am Drainwiderstand des ersten TX-Verstärkers (MGF1302) meßbar sein. Abstimmsschraube des ersten TX-Filters eindrehen. Es ergeben sich drei Resonanzpunkte. Die erste - obere Schraubenstellung - ist wieder der richtige. Zur Kontrolle 144 MHz Signal abschalten: Der Strom im ersten TX-Verstärker muß zurückgehen. Ist das nicht der Fall, ist die Abstimmsschraube bereits zu tief eingedreht und der Resonator auf die LO-Frequenz abgestimmt.

Spannungsabfall am Drainwiderstand des MGF1801 messen. Beim Abstimmen des zweiten TX-Filters erhöht sich der Strom um einige mA. Dann zeigt auch der angeschlossene Leistungsmesser HF-Leistung

---

<sup>\*</sup> Michael Kuhne, DB6NT, Jürgen Dahms, DC0DA, "Einfacher 10 GHz Transverter", DUBUS 1/1991, S. 3 - 14

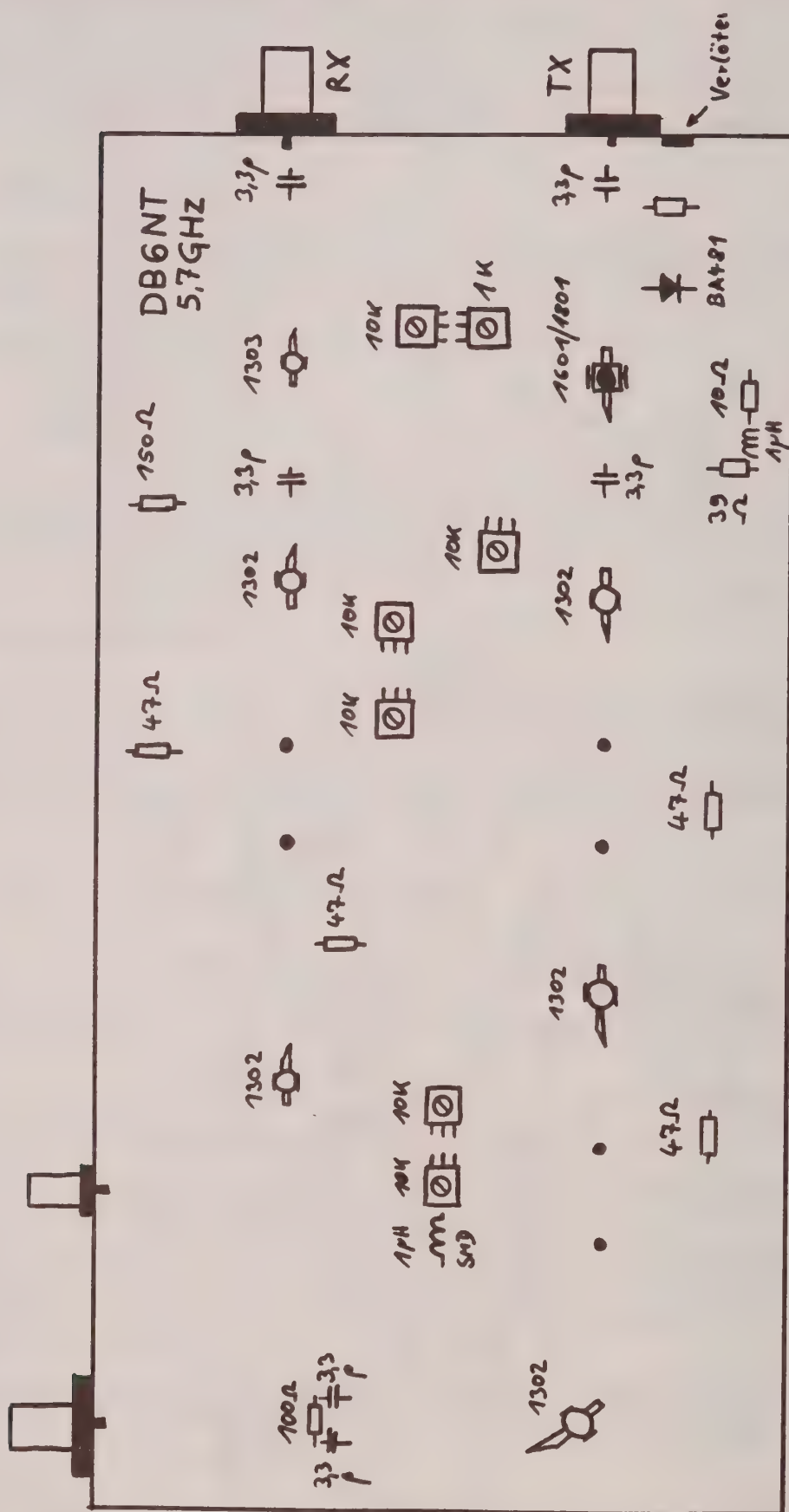




**Bild/Figure 6: Parts Layout top side**

## DB6NT 5,7GHz Transverter

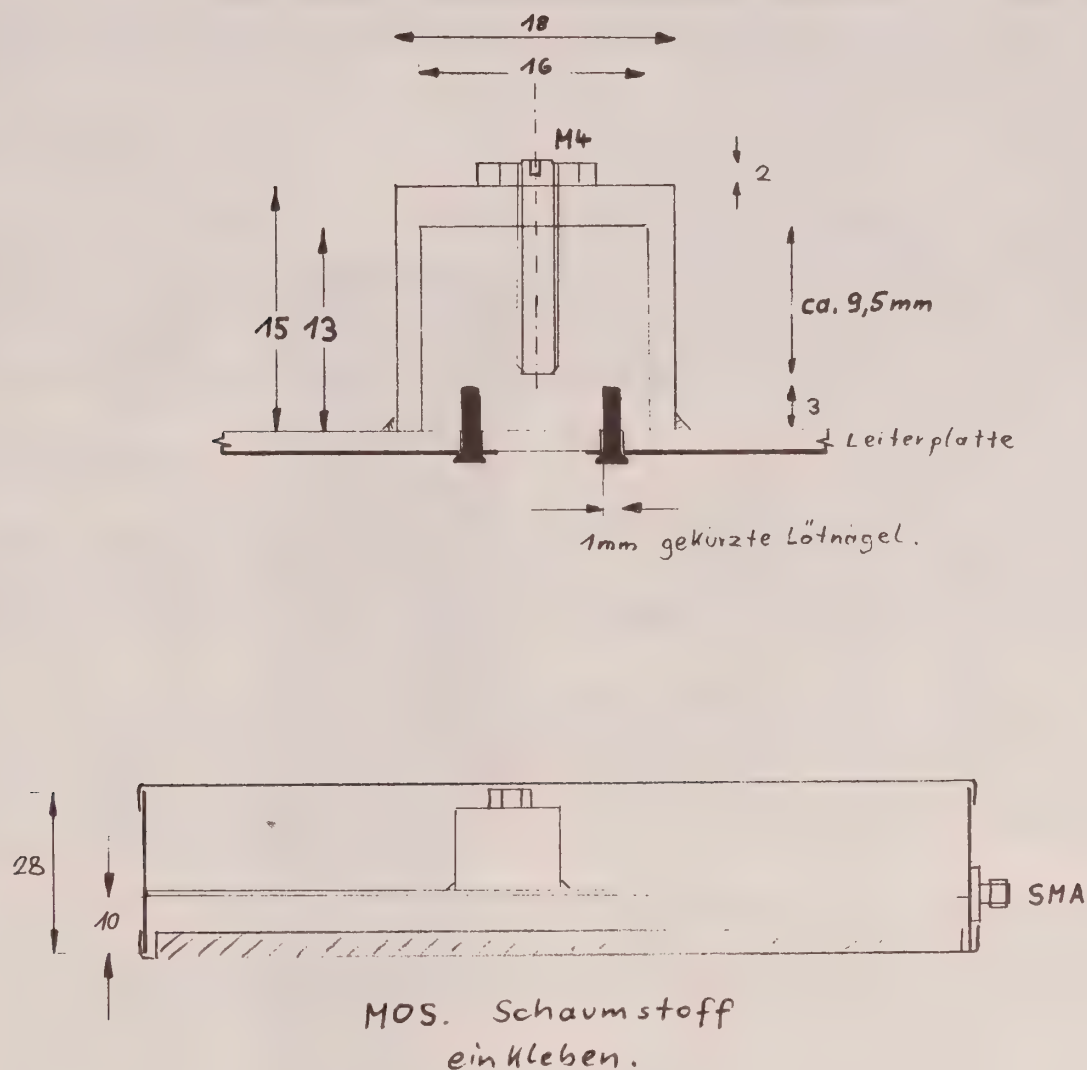
6.91



**Bild/Figure 5: Parts Layout bottom side**

DB 6 NT 5,7 GHz Transverter

6.91



Bild/Figure 7: Construction Details

an. Durch Nachstimmen der ZF-Leistung und der Resonatoren kann die TX-Leistung optimiert werden. Es müssen mindestens 200 mW erreichbar sein.

## 2. Construction and Tuning

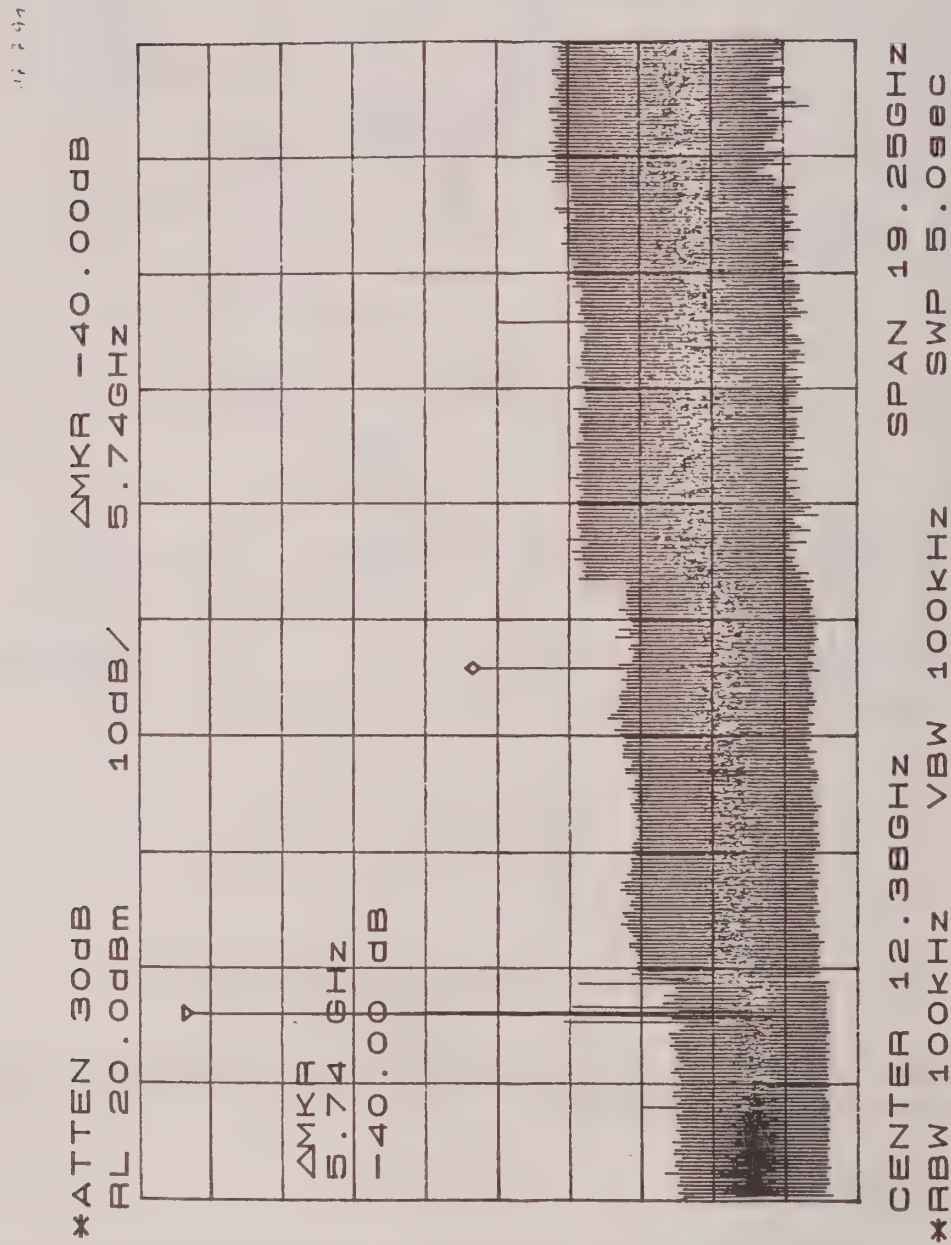
For construction follow exactly the details given for the construction of the similar 10 GHz transverter

Tuning can be performed with the aid of only two instruments:

1. Powermeter for 5.76 GHz
2. Voltmeter

\* Michael Kuhne, DB6NT, Jürgen Dahms, DC0DA, "Einfacher 10 GHz Transverter", DUBUS 1/1991, pp. 3 - 14





Bild/Figure 8: Measurement Results for Output Spectrum

After connection of a suitable antenna or dummy load all currents and voltages given in the circuit diagram (Figure 3) should be adjusted with the relevant SMD-pots. This basic tuning should be carried out without any LO-power or IF-power.

## 2.1 RX-Tuning

Connect LO and 144 MHz transceiver. Switch on LO. Drain voltage on RX-Mixer should drop about 0.1V. Turn tuning screw of the RX-resonator from the top slowly downwards. You will observe two settings with an increase in output noise level. The first one - seen from the top position of the tuning screw - is the right one. The second setting corresponds to the image frequency of 5472MHz. Next mixer current and IF-Filter should be tuned to maximum noise level.

## 2.2 TX-Tuning

Switch transceiver to transmit in CW without keying down. After switching on LO the voltage drop at drain resistor of TX-mixer should increase from 5 mV to about 300mV. Switch off LO and key down 2m-transceiver. Adjust 100Ω pot in the IF-input for a voltage drop of 150mV at the drain resistor of TX-mixer.

Switch on LO again and leave 2m-transceiver keyed down. The you can measure a voltage drop at the drain resistor of first TX-amp. Tune first resonator in TX. There are three tuning positions which peak the first TX-amp current. The top position is the right one again. The lower positions correspond to the LO and the image frequency. The right position can be checked by switching off signal at 144 MHz. Current should drop immediately.

Measure current in MGF1801 drain circuit by observing the voltage drop at drain resistor. Tuning the second TX-resonator should lead to an increase of current. An output powermeter should indicate RF-power now. By fine tuning all resonators and the IF-power the TX-ouptut power can be optimized. A power level of 200 mW should be possible.

## 3. Meßergebnisse

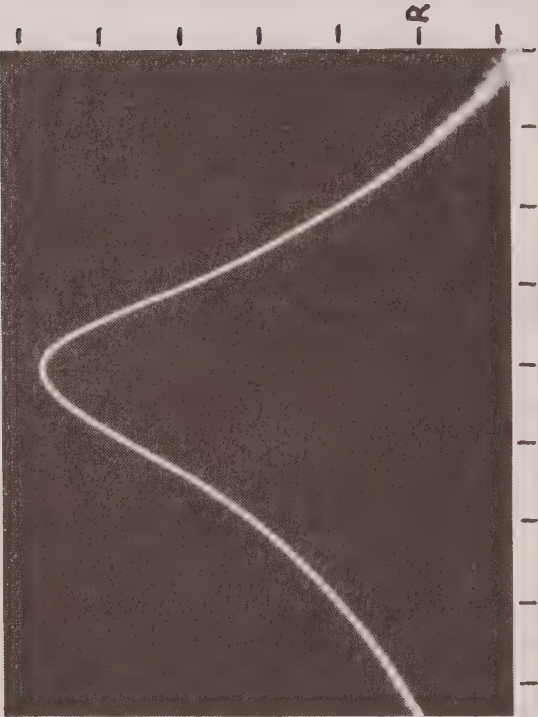
Das Ausgangsspektrum ist in Bild 8 zu sehen. Die LO-Frequenz und  $F_{lo+2xF_{zf}}$  sind um ca. 55 dB unterdrückt. Der Spiegel ( $F_{lo}-F_{zf}$ ) ist besser als 60 dB unterdrückt (Bild 9.) Sättigungsausgangsleistung ist mehr als 300 mW.

Die Rauschzahl des RX ist typisch 1.85 dB und die Verstärkung ca. 23 dB. Die Spiegelfrequenzunterdrückung im RX ist besser als 45 dB.

## 3. Results

TX-Ouput spectrum can be seen in figure 8. LO and  $F_{lo+2xF_{zf}}$  are down about 55 dB. Image frequency ( $F_{lo}-F_{zf}$ ) is down more than 60 dB (Figure 9). Saturation output power is in excess of 300 mW.

Noise figure of RX is typically 1.85 dB. gain is about 23 dB. Image frequency suppression is more than 45 dB.



RX-Gain V=5dB/DIV. H=10MHz/DIV.



Eingangsanpassung RL-IN V=5dB/DIV. H=10MHz/DIV.



Ausgangssignal H=100MHz/DIV. H=10dB/DIV.

Messwerte der Prototypen

| Aufbau                                  | : | A   | B   | C          |
|-----------------------------------------|---|-----|-----|------------|
| Output                                  | : | 320 | 310 | 310mW Sat. |
| Nebenwellen:                            |   | -42 | -48 | -52 dB     |
| NF                                      | : | 2.0 | 1.8 | 1.7 dB     |
| RX-Gain                                 | : | 23  | 24  | 23 dB      |
| RX-Spiegelfrequenzunterdrückung > -45dB |   |     |     |            |

Verw. Messgeräte: AIL 707 , AIL 7360  
HP 346C , HP 435 , HP 8485A , HP 8620  
HP 11066A , HP 11664 , HP 8755B .

Bild/Figure 9: Measurement Results for 5.7GHz Transverter



#### 4. Teileliste/Parts List

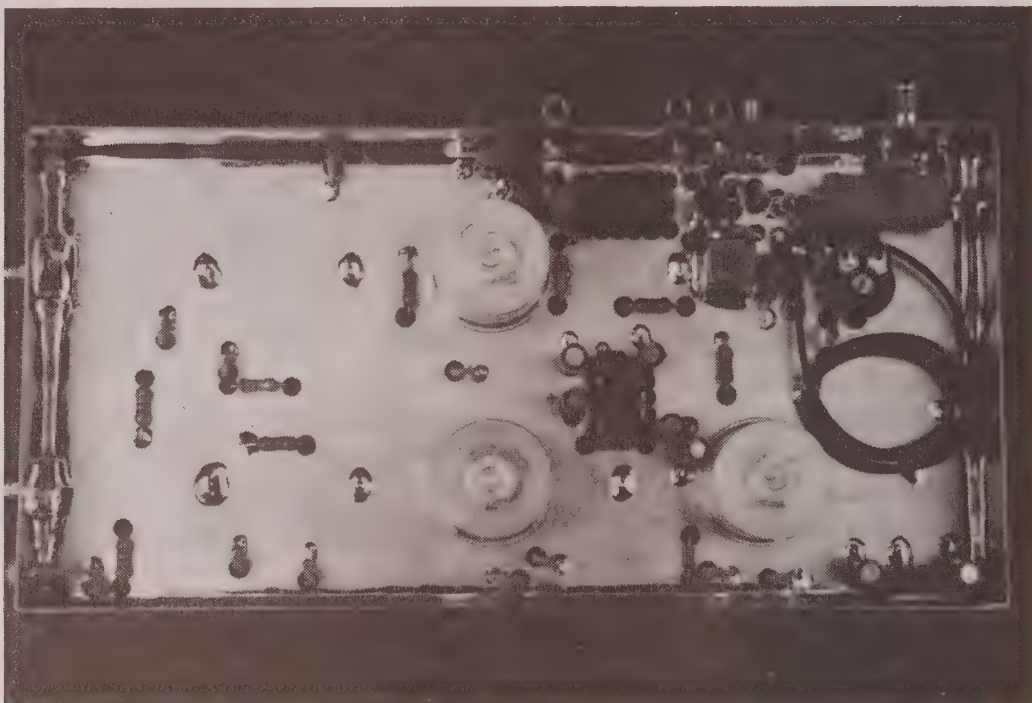
| Anzahl | Bezeichnung                       | Bauform      | Bezugsquelle                                                            |
|--------|-----------------------------------|--------------|-------------------------------------------------------------------------|
| 12     | Widerst. 0.25 W                   | 0207         | Diverse                                                                 |
| 1      | Widerst. 4.5 W 62 Ohm             | WK8          | Bürklin 29E368                                                          |
| 9      | SMD-R                             | 1206         | Diverse                                                                 |
| 6      | SMD-Poti 10k                      | SMD          | Diverse                                                                 |
| 1      | SMD-Poti 1k                       |              | Diverse                                                                 |
| 1      | SMD-Poti 100                      |              | Diverse                                                                 |
| 15     | Keramik-C 1nF                     | EGPU         | Diverse                                                                 |
| 2      | Keramik-C 47 pF                   | EGPU         | Diverse                                                                 |
| 1      | Keramik-C 10 pF                   | EGPU         | Diverse                                                                 |
| 6      | Keramik-C 3.3 pF                  | EGPU         | Diverse                                                                 |
| 9      | Elkos 10 uF/16 V                  | 4.5 x 8 mm   | Diverse                                                                 |
| 1      | Elkos 2.2 uF/16 V                 | 4.5 x 8 mm   | Diverse                                                                 |
| 4      | Duko 1 nF                         | Lötbar       | Diverse                                                                 |
| 2      | Spule 1 uH                        | SMD          | Diverse                                                                 |
| 1      | Spule 115 nH NEOSID               | 5061         | Diverse                                                                 |
| 1      | Dünnes Koax 36 cm RG174 o.ä.      |              | Diverse                                                                 |
| 1      | Relais SDS                        | TQ2-12V      | Bürklin 30G7556                                                         |
| 1      | TAZ Diode                         | 1N6276       | Diverse                                                                 |
| 1      | Z-Diode                           | ZPD2.7       | Diverse                                                                 |
| 1      | Schottky diode                    | BA481        | Diverse                                                                 |
| 3      | SI-Diode                          | 1N4148       | Diverse                                                                 |
| 1      | SI-NPN                            | BC546B       | Diverse                                                                 |
| 1      | Inverter                          | ICL7660      | Diverse                                                                 |
| 1      | Regler 8 V                        | MC7808       | Diverse                                                                 |
| 1      | Regler 5 V                        | MC78L05      | Diverse                                                                 |
| 5      | GaAs-FET                          | MGF1302      |                                                                         |
| 1      | GaAs-FET                          | MGF1601/1801 |                                                                         |
| 1      | GaAs-FET                          | MGF1303      |                                                                         |
| 3      | Koaxbuchse                        | SMA          |                                                                         |
| 1      | Koaxbuchse                        | SMC          |                                                                         |
| 3      | Resonatoren                       |              |                                                                         |
| 1      | Weißblechgehäuse 74 x 148 x 30    |              |                                                                         |
| 1      | Teflon PCB ULTRALAM2000<br>0.78mm | Er=2.5       | Dirk Fischer, Neuer Gra-<br>ben, 46 Dortmund 1,<br>Tel.:(++49)231105572 |

#### 5. Bemerkungen

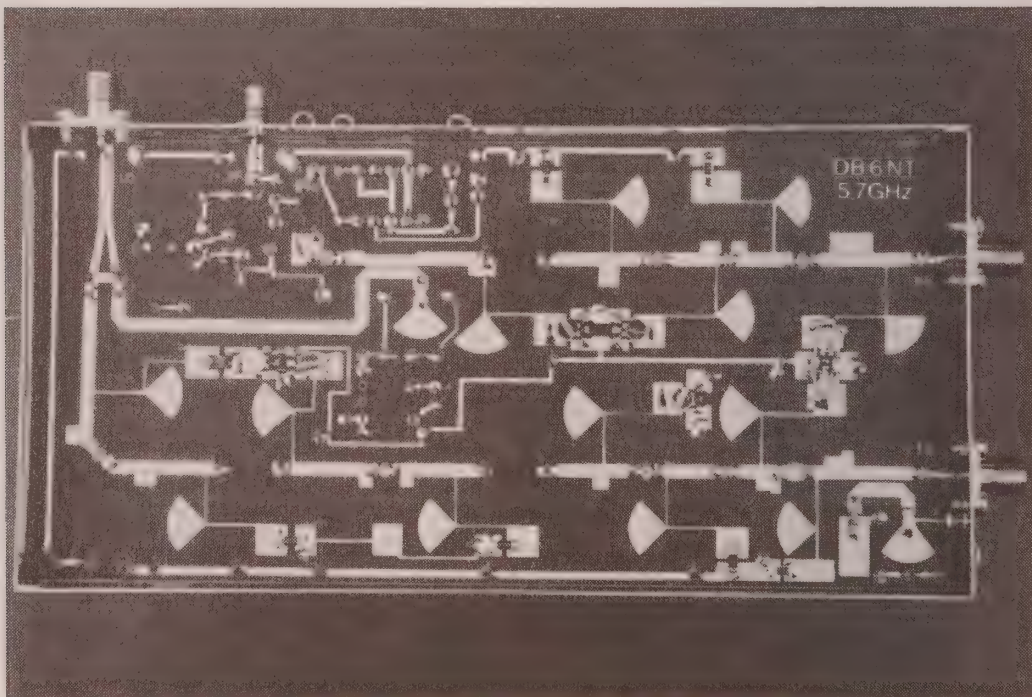
Der passende LO für 5,616 GHz mit 10 mW Ausgangsleistung wird zusammen mit der Beschreibung eines 9 cm - Transverters in DUBUS 4/1991 veröffentlicht.

## 5. Remarks

The companion LO for 5.616GHz and a 9 cm transverter will be published in DUBUS 4/1991.



Bild/Figure 10: Top View on PCB



Bild/Figure 11: Bottom View on PCB



# 10 GHz T/R-Module

**Toshihiko Takamizawa, JE1AAH**

**Abstract:** The complete circuit of a 10 GHz transverter is described of which we have seen already the LNA and 100mW HPA in a previous article. These modules have been complimented by an 8.96 GHz LO, Bandpass Filters, receive and transmit mixer and a new 1 W PA, which will be described in the next issue. Measurement and performance data are given.

**Kurzfassung:** Es wird ein kompletter 10 GHz Transverter beschrieben, von dem bereits die Teil-Module LNA und 100 mW Verstärker in DUBUS 4/90 beschrieben wurden. Die ergänzenden Module sind der Sende- und Empfangsmischer, die Filter, der 8.96 GHz LO, und eine neue 1 W PA mit 25 dB Verstärkung, die im nächsten Heft beschrieben wird.

## 1. 10 GHz T/R-Module

In the receive chain the signal from the LNA is feed to the 10.24 GHz Bandpass (Figure 2). The Bandpass is printed on the PCB. The RX-mixer is made from a 1SS105 schottky diode. The LO-signal is fed through the 9 GHz bandpass filter. The LO power is about 10 dBm. The mixer diode is 'sandwiched' between the bandpass filters. The IF-signal is picked through low-pass filter made from Z18, Z19 (high impedance) and Z14, Z15 (low impedance). Each line is half wavelength. The diode current is about 0.5 to 1 mA and adjustable by an 1 k pot.

**Figure 1/Bild 1: Final Assembly of 10 GHz T/R-Module**



LO is fed to the gate through a matching section, which is tuned to the LO frequency. LO separation is performed by a 3 dB Wilkinson divider.

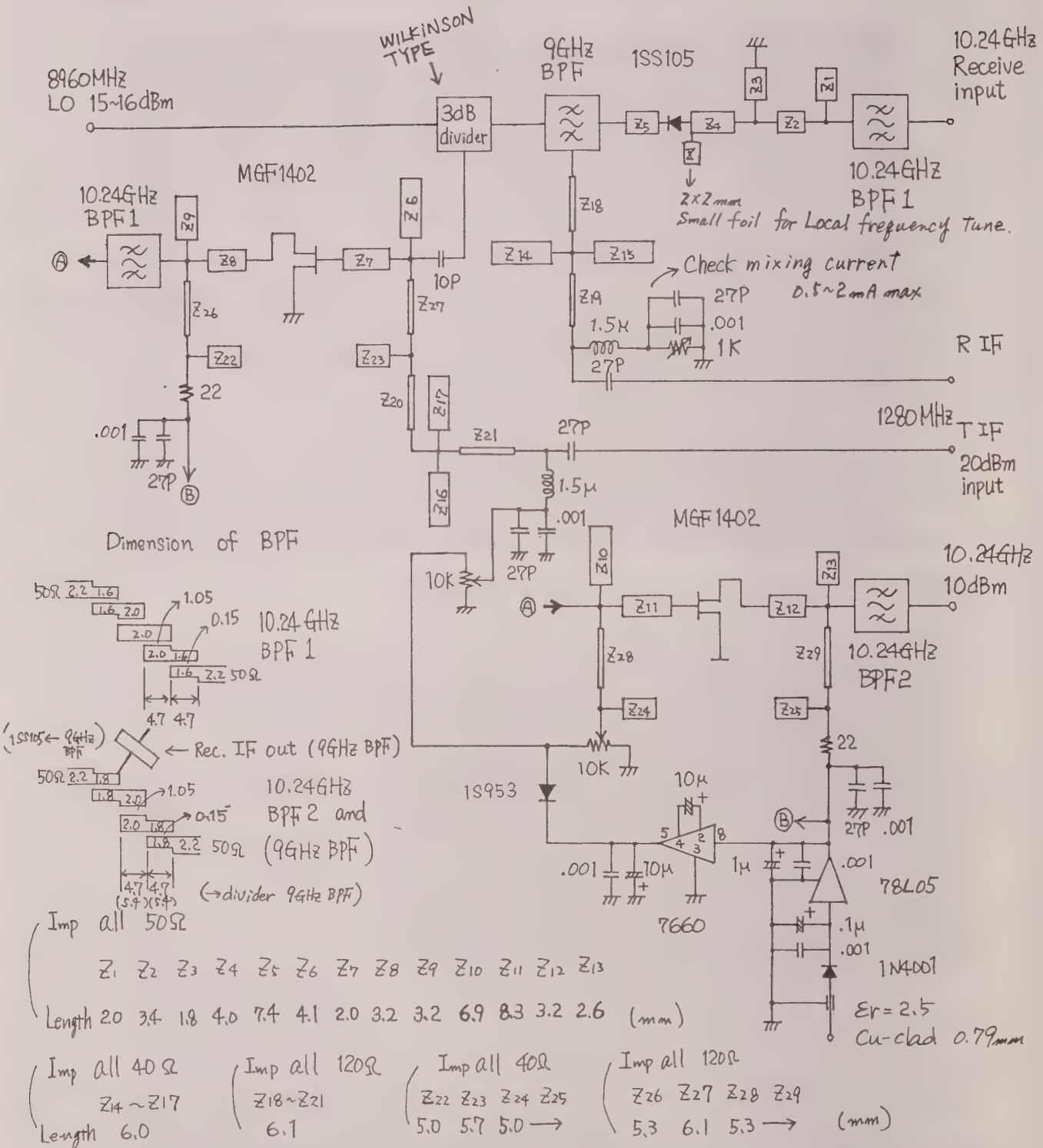
The output of the TX-mixer is fed to a 10.24 GHz bandpass of same construction as in the RX-mixer and then further amplified by an second MGF1402 amplifier. Output level is 10 dBm on 10 GHz.

Bandpass dimension can be seen in Figure 2. Output of TX is very clean: LO-signal is more than 40 dB down and the spurious on 9600 MHz ( $LO + 1/2IF$ ) down more than 40 dB also.

**Deutsch:** Im Empfangszweig kommt das Signal vom externen LNA zunächst auf ein Bandfilter auf der Mittenfrequenz von 10.24 GHz. Dahinter folgt die Mischdiode 1SS105, die auf der anderen Seite



Figure 2/Bild 2: T/R-Module Diagram

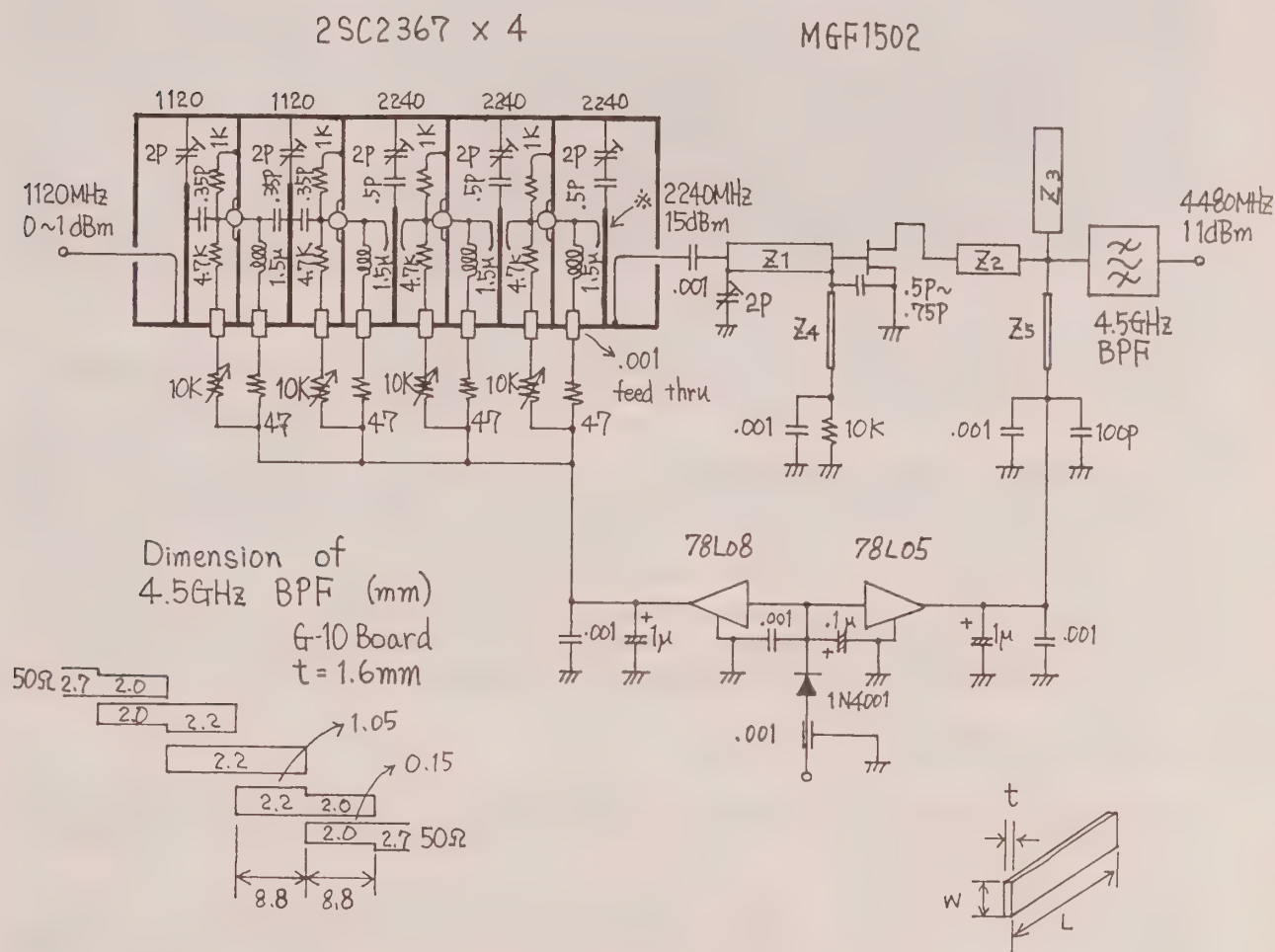


ebenfalls über ein 9 GHz Bandfilter vom LO mit einer Leistung von 10 mW gespeist wird. Die ZF wird über den Tiefpass Z18, Z19 (Hohe Impedanz) und Z14, Z15 (Niedrige Impedanz) abgenommen. Der Diodenstrom ist über ein 1 k Poti einstellbar.

## 2. LO

The LO for the transverter consists of three modules: The 1120 MHz PLL-DRO, the first multiplier to 4.48 GHz (Figure 3 below) and the final doubler to 8.96 GHz (Figure 6).

### Figure 3/Bild 3: 4.5GHz Multiplier



|        | Z1   | Z2  | Z3   | Z4   | Z5       |
|--------|------|-----|------|------|----------|
| Imp    | 50   | →   | 120  | →    | (5L)     |
| Length | 17.0 | 4.1 | 12.2 | 18.7 | 9.4 (mm) |

G-10 Board  
 $t = 1.6 \text{ mm}$

Dimension of  $L$  ( $w \times L \times t$ )

$$f = 1120 \text{ MHz} \quad 3 \times 16 \times 0.3$$

$$f = 2240 \text{ MHz} \quad 3 \times 11.5 \times 0.3 \quad (\text{mm})$$

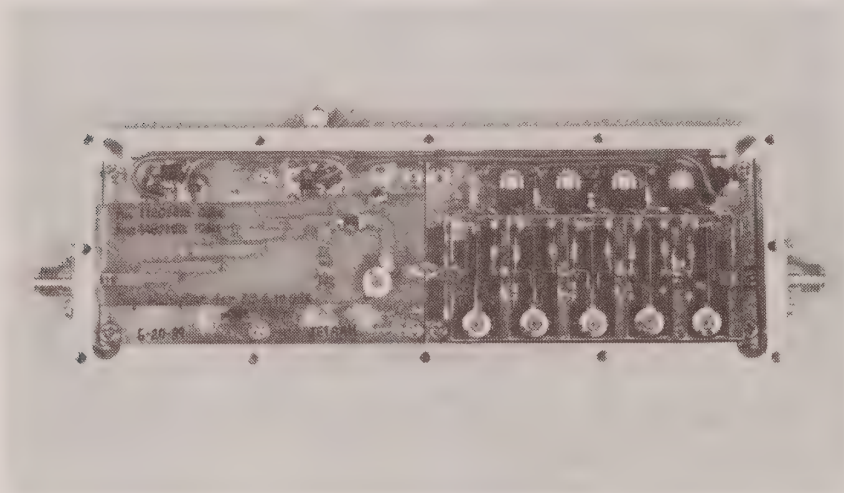
- \* Coupling Capacitor for 2240MHz Stage  
Small brass foil closely to L  
do not touch to L

### 2.1 4.5 GHz Multiplier

Input signal at 1120 MHz with a power level of 0 dBm (1 mW) is fed to a linear amp, to first doubler and two stages of linear amplification. Output of this subassembly is 15 dBm at 2240 MHz. Figure 4

shows the subassembly very clearly. The number of stages is very conservatively rated, so even without spectrum analyzer it's possible to achieve sufficient output to drive the next doubler. This final doubler works with a MGF1502. It's output is filtered by stripline bandpass filter on 4.5 GHz. Output is 11 dBm. The whole construction is on cheap G-10 Epoxy material.

**Figure 4/Bild 4: Final Assembly of 4.5 GHz Multiplier Module**



### 2.1 4,5 GHz Multiplier

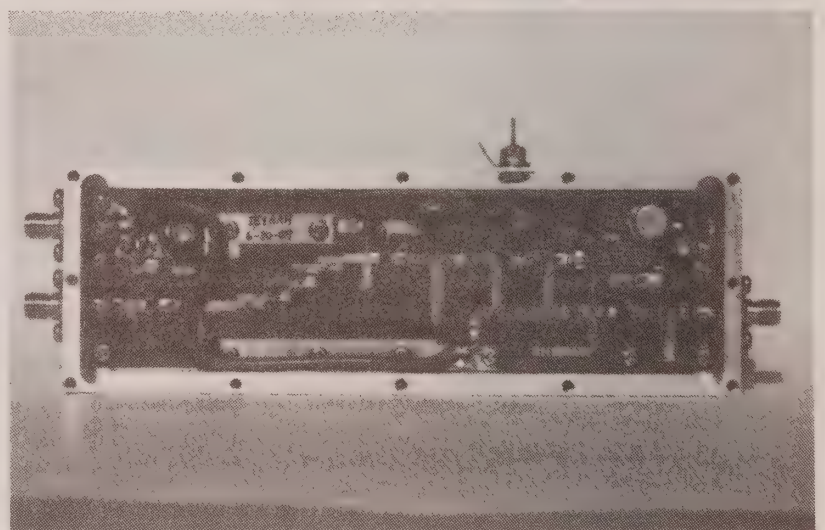
Das 1120 MHz Oszillator

Signal wird mit einem Pegel von 0 dBm auf die erste Vervielfacher-Kette in Blechtechnik geführt. Nach der ersten Linearstufe folgt der Verdoppler, dem zwei weitere Linearstufen nachfolgen. Am Ausgang dieses Sub-Moduls, den man in Bild 4 deutlich erkennen kann, ist eine Leistung von 15 dBm auf 2240 MHz verfügbar. Die Anzahl der Stufen ist sehr konservativ ausgelegt, so daß selbst ohne Spektrum-Analysator ein Abgleich auf diese Leistung möglich ist, da reichlich Reserve an Verstärkung vorhanden ist. Damit wird dann der letzte Verdoppler mit einem MGF1502 angesteuert, der eine Leistung von 11 dBm nach einem Stripline Bandpass-Filter abgibt. Die Schaltung ist auf G-10 Epoxy-Material realisiert.

### 2.2 9 GHz Multiplier

The 4480 MHz signal is first amplified by an MGF1502 (Circuit Diagram in Figure 6). The output is divided by a 3 dB ring-hybrid for one isolated 4480 MHz output - this is used for the companion 5.76 GHz transverter (Will be described in an future article in DUBUS) - and the second output is fed to the final doubler with an MGF1502. A 3-section half wavelength bandpass filter in stripline technique provides a clean output for the final power stage with an MGF1502, which amplifies to a level of 15 dBm on 8960 MHz. No spurious output on 9GHz in the dynamic range of the spectrum analyzer is observable. Final assembly is shown in Figure 5. Material is 0.79 mm

**Figure 5/Bild 5: Final Assembly of 9GHz Multiplier Module**

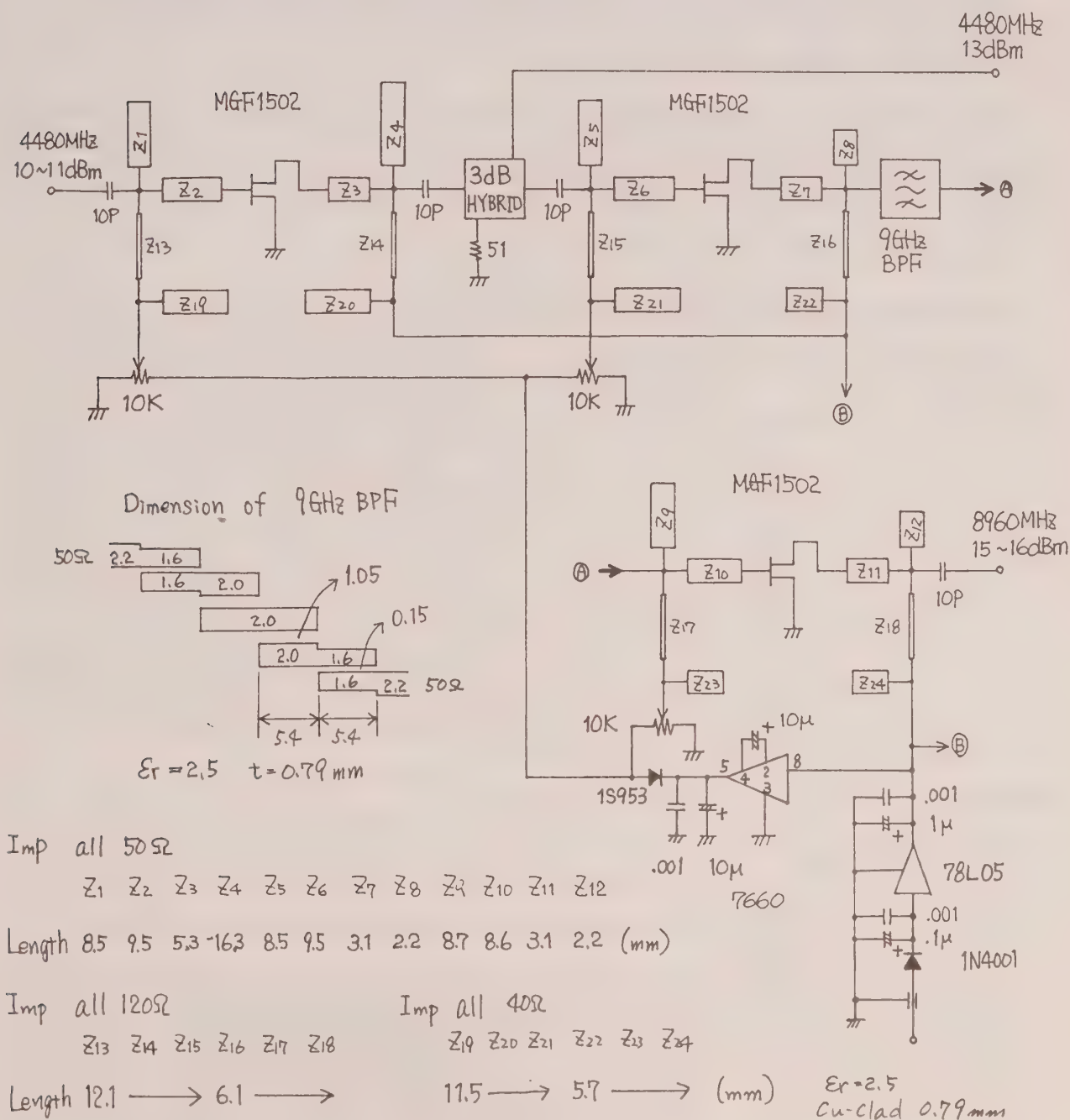




## Technical Reports: 10 GHz T/R-Module by JE1AAH

**Cu-Clad from Keene.** Main advantage of this LO-chain is the no tune facility, which allows reproduction

### Figure 6/Bild 6: Circuit of 9 GHz Multiplier Module



without difficulties. Also power output is on the high side of what is needed for the TX-/RX-mixer circuits.

## 2.2 9 GHz Verdoppler

Das 4480 MHz Eingangssignal wird zuerst in einer Linearstufe mit einem MGF1502 verstärkt und dann

über einen 3 dB Hybrid auf den Verdoppler mit einem MGF1502 gegeben. Der zweite Port des 3 dB Hybrid geht auf einen 4480 MHz Ausgang mit 13 dBm, der für den 5,76 GHz Transverter, der im gleichen Gehäuse betrieben wird, vorgesehen ist. (Dieser 6 cm Transverter wird in einem der nächsten DUBUS beschrieben). Der Ausgang des 9 GHz Verdoppler wird von einem 3-poligen Bandfilter in Stripline-Technik gesiebt. Danach liegt ein sehr nebenwellenarmes 8960 MHz Signal vor, was im Endverstärker mit einem MGF-1502 auf einen Pegel von 15 dBm gebracht wird. Die komplette Konstruktion ist in Stripline-Technik auf CuClad von Keene realisiert.

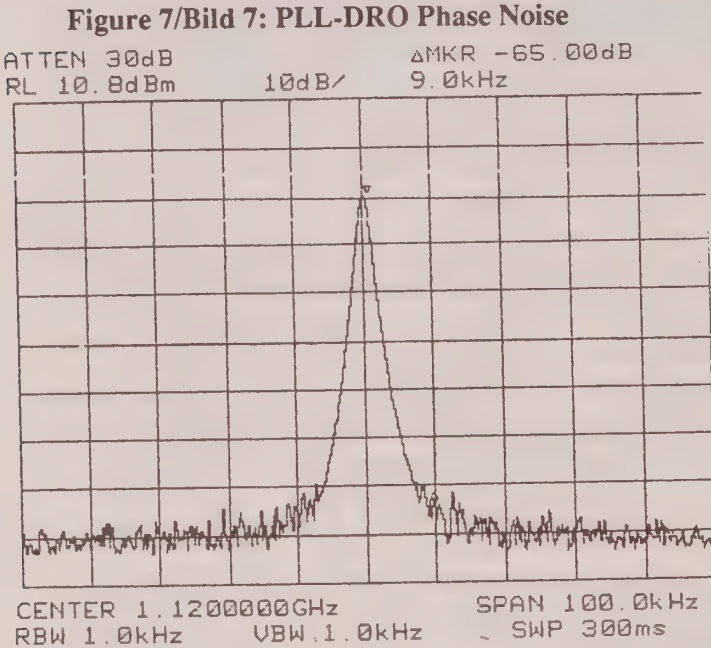
Hauptvorteil der Konstruktion ist die 'No Tune' Eigenschaft, die einen problemlosen Nachbau ermöglicht. Anstatt, wie sonst üblich in Amateur-Designs, durch Abstimmelemente zu versuchen, überhaupt Leistung zu bekommen, werden die Exemplarstreuungen durch einen oder zwei Transistoren mehr aufgefangen. Der Output ist mehr als reichlich, um zwei Mixer damit betreiben zu können.

2.3 1120 MHz PLL-DRO

The 1120 MHz Oscillator is based on a commercial DRO-Oscillator, made by TDK. There are different models available, which cover the 900 MHz cellular radio and the 1120 MHz satellite band. Output is at -1 dBm, operating voltage is 8 V at 20 mA, and C/N ratio is a fair 70 dB (Figure 7). Output of DRO is amplified by a uPC1651 amplifier to a level of 5 dBm. The internal PLL-Loop is made up by 1:64 divider TFK664B, which feeds a MC145163 PLL-circuit. Division ratio is 1400 for an output frequency of 1120 MHz. Reference frequency is delivered by a highly stable 12.8 MHz TXCO from TOYOCOM. A loop filter is realized by a dual 4558 OP-amp. The whole circuit is boxed in a machined alumina box (Figure 9).

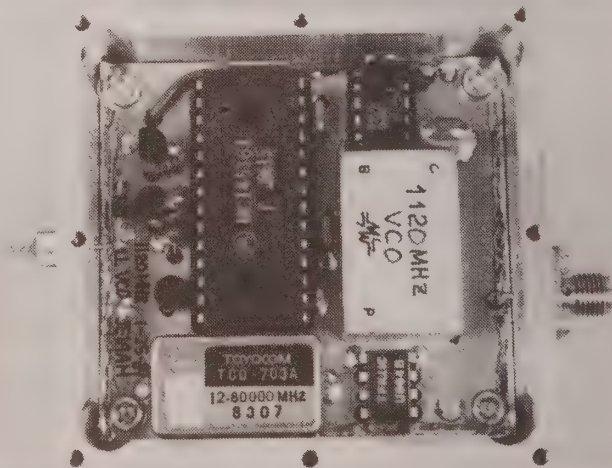
2.4 DRO-PLL auf 1120 MHz

Der 1120 MHz Oszillator wird durch einen kommerziellen DRO von TDK realisiert, der



über eine PLL-Schleife an eine hochstabile Quarzreferenz von 12,8 MHz angebunden wird. Die DRO's sind für verschiedenen Frequenzen im 900 MHz Cellular-Radio und im 1120 Satelliten-RX-Band verfügbar. Ihre Ausgangsleistung beträgt ca. 0 dBm bei einer Betriebsspannung von 8 V und einem Strom von ca. 20 mA. Das Seitenband-Phasenrauschen (C/N-Ratio) beträgt ca. - 70 dB, wie in Bild 7 zu erkennen ist. Der Ausgang des DRO

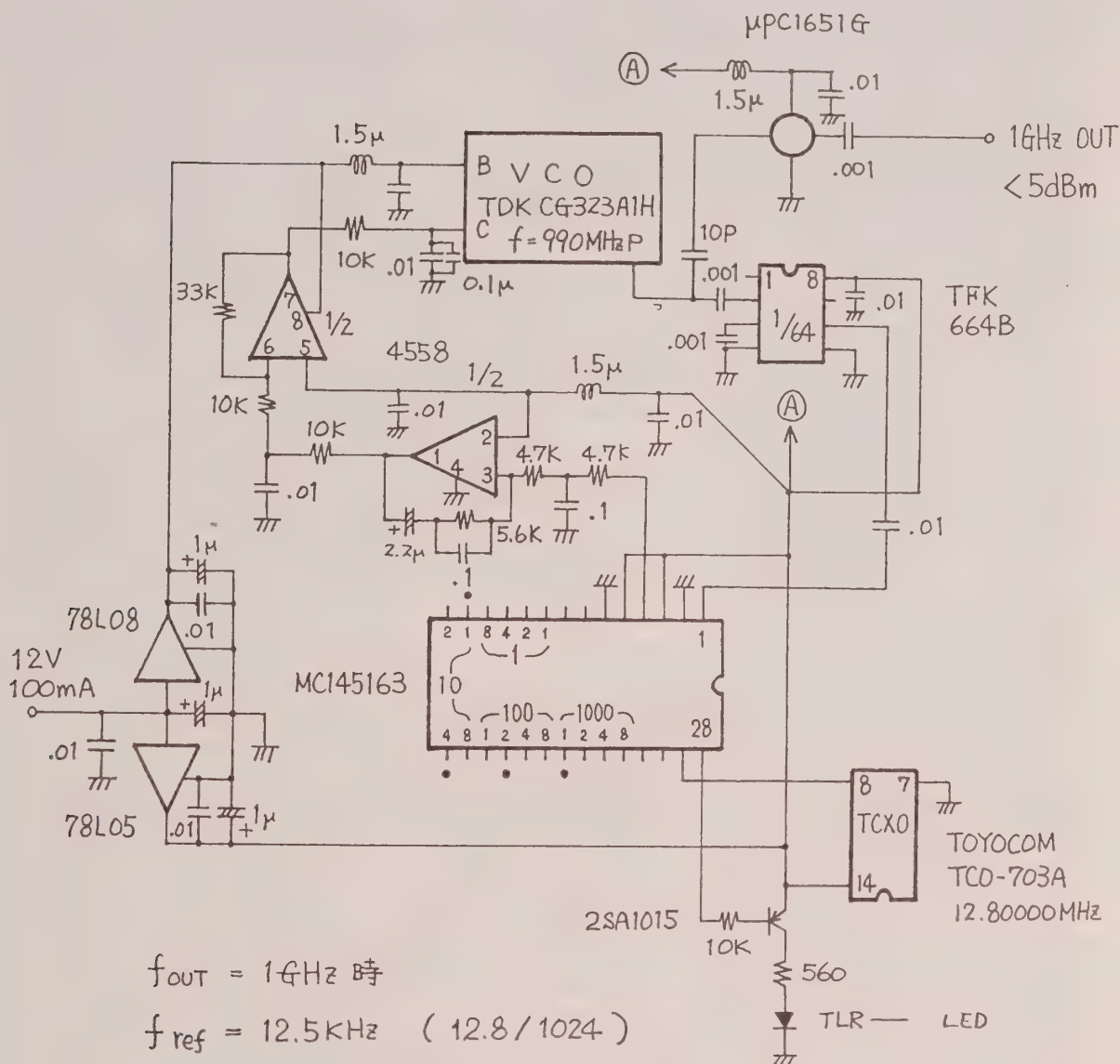
Figure 8/Bild 8: Final Assembly of 1120 MHz PLL-DRO



## Technical Reports: 10 GHz T/R-Module by JE1AAH

führt einerseits auf einen uPC1651 Nachverstärker, der eine Leistung von 5 dBm abgibt, und andererseits auf den ersten 1:64 Teiler TFK664B. Der Ausgang dieses Teilers steuert dann den eigentlichen PLL-IC MC145163, der bei einem Teilverhältnis von 1400 auf eine Referenzfrequenz von 12,5 kHz synchro-

### Figure 9/Bild 9: Circuit Diagram of 1120 MHz PLL-DRO



$$f_{OUT} = 1\text{GHz 時}$$

$$f_{\text{ref}} = 12.5 \text{ KHz} \quad (12.8 / 1024)$$

N of MCL45163 is 1250

for 1120 MHz N's 1400

for 960 MHz  $N$  is 1200

nisiert. Das Loop-Filter ist mit einem OP-Amp 4558 bestückt. Der ganze Modul befindet sich wieder in einem gefrästen Aluminium-Gehäuse.

**Preview: In the near future DUBUS will also publish Toshi's companion 5.76 GHz transverter and the three-stage 1 W PA on 10 GHz, which delivers > 30 dBm power at 25 dB gain at affordable cost.**



# Technical Reports

by DJ9BV

## Einfacher 10 GHz Transverter

(A simple 10 GHz-Transverter)

Michael Kuhne, DB6NT  
Birkenweg 15, D-8674 Naila 2

&

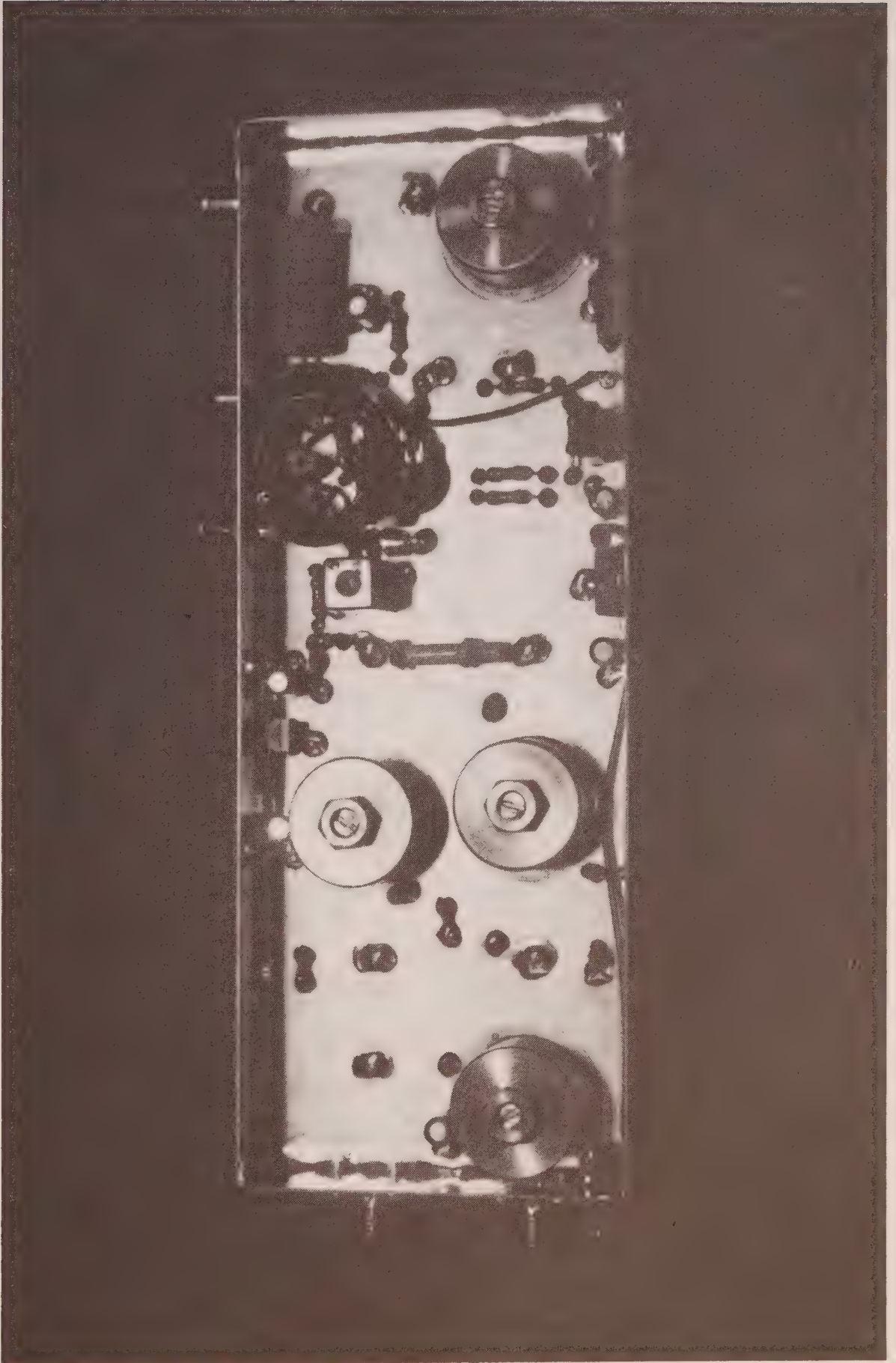
Jürgen Dahms, DC0DA  
Brandbruchstr. 17, D-4600 Dortmund 30

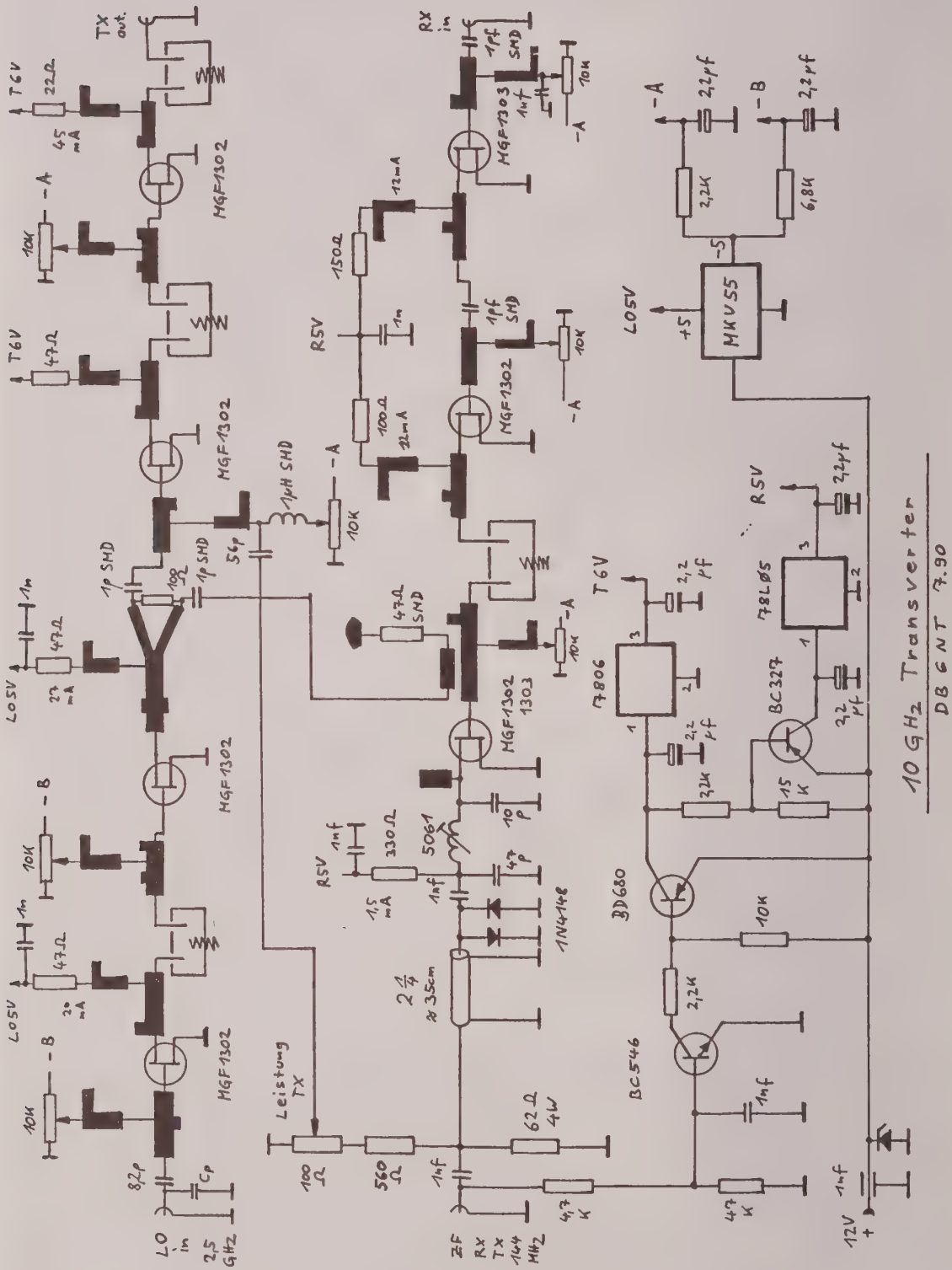
**Kurzfassung:** Dieser Transverter von 10.368 GHz auf 144MHz ist auf einer Platine untergebracht mit Ausnahme eines externen LO's, der eine Leistung von 10 mW auf 2,556 GHz liefern muß. Das Ausgangsspektrum ist relativ sauber bei einer Ausgangsleistung von 10 mW. Der Empfänger hat eine Rauschzahl von weniger als 3 dB. Der Transverter wurde von DB6NT entwickelt und wurde von DC0DA nachgebaut. Jürgen hat eine sehr genaue und ausführliche Aufbauanleitung angefertigt. Im zweiten Teil wird noch eine kleine PA mit 200 mW Output beschrieben, die mit relativ billigen Transistoren ausgerüstet ist. Diese PA ist wie der Transverter fest abgestimmt.

**Abstract:** This transverter 10.368GHz/0.144GHz is made on one single board with exception of the LO. For the LO any circuit is suitable, which provides at least 10 mW on 2.556 GHz. The transverter has a very clean 10 mW output. The noise figure of the RX is less than 3 dB. The transverter has been developed by DB6NT and a reference construction has been performed by DC0DA, who provides a step by step construction procedure. A second part describes a companion 2-stage PA with cheap transistors and no-tune construction. The output of this PA ist at least 150 mW at 16 dB gain. Saturation power is in excess of 200 mW.

### 1. Design

Es sollte ein Einplatinen-Transverter mit externem Oszillator entwickelt werden, der praktisch ohne Abgleichmaßnahmen auskommt und trotzdem gute Werte für die Rauschzahl und die Ausgangsleistung erreicht. Im LO-Zug wird das Eingangssignal von einem MGF1302 vervierfacht, über ein Resonatorfilter gesiebt und weiter linear verstärkt. Über ein Wilkinson-Hybrid wird die Oszillatorleistung rückwirkungsarm für den Empfänger- und Sendermischer aufgeteilt. Diese sind einfache Eintakt-Mischer mit GaAs-FET Trioden und LO-Injektion am Gate. Das Sendesignal auf 10,368GHz wird über zwei Resonatorfilter





Bild/Figure 1: Circuit Diagram/Schaltung



gesiebt und auf 10 mW nachverstärkt. Vor dem Empfangsmischer sind zwei HF-Verstärker mit MGF1302 bzw. 1303 angeordnet. Die T/R-Umschaltung auf der ZF-Seite wird über Dioden ausgeführt. Eine gleichspannungsgesteuerte T/R-Umschaltung (z.B. von einem IC202) versorgt die einzelnen Module mit den Spannungen. Für die Sendeumschaltung von externen PA's ist eine Schaltspannung von 6V entnehmbar. Die Spannungen von  $\pm 5V$  für die FET's werden von einem kleinen Dickschichtmodul MKU55 erzeugt.

## 1. Design

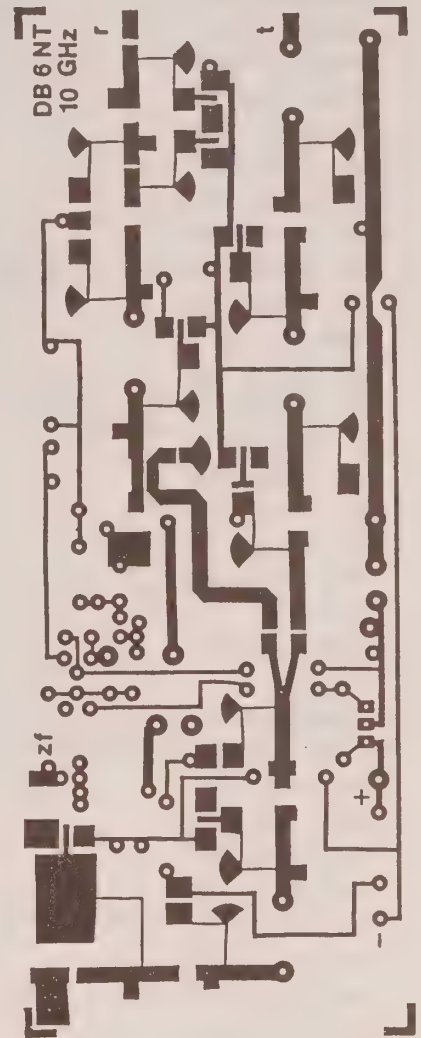
The goal of this development was to develop a simple single board 10 GHz transverter with an external oscillator on 2.556 GHz. Without need for tuning a noise figure of less than 3 dB can be achieved for the RX and a clean output power of 10 mW on 10.368GHz.

The external LO of 2.556 GHz is quadrupled by a MGF1302 stage, filtered by a single resonator and further amplified by a second stage. A wilkinson type hybrid divides the resultant LO-power on 10.224GHz for the RX and TX mixers respectively. These are simple single balanced active mixers with GaAs-FET triodes and gate injection. The TX signal is filtered by a resonator and further amplified in a second stage. In front of the RX-mixer there are two low noise stages with a MGF1303 and a MGF1302 allowing for some 20 DB of RF-gain. The IF is switched by a silicon diode switch from receive to transmit. This is activated by a DC-voltage present on the IF-line (delivered by a IC202 for example). The voltages for the GaAs-FETs are generated in a small thick film circuit MKU55.

## 2. Aufbau

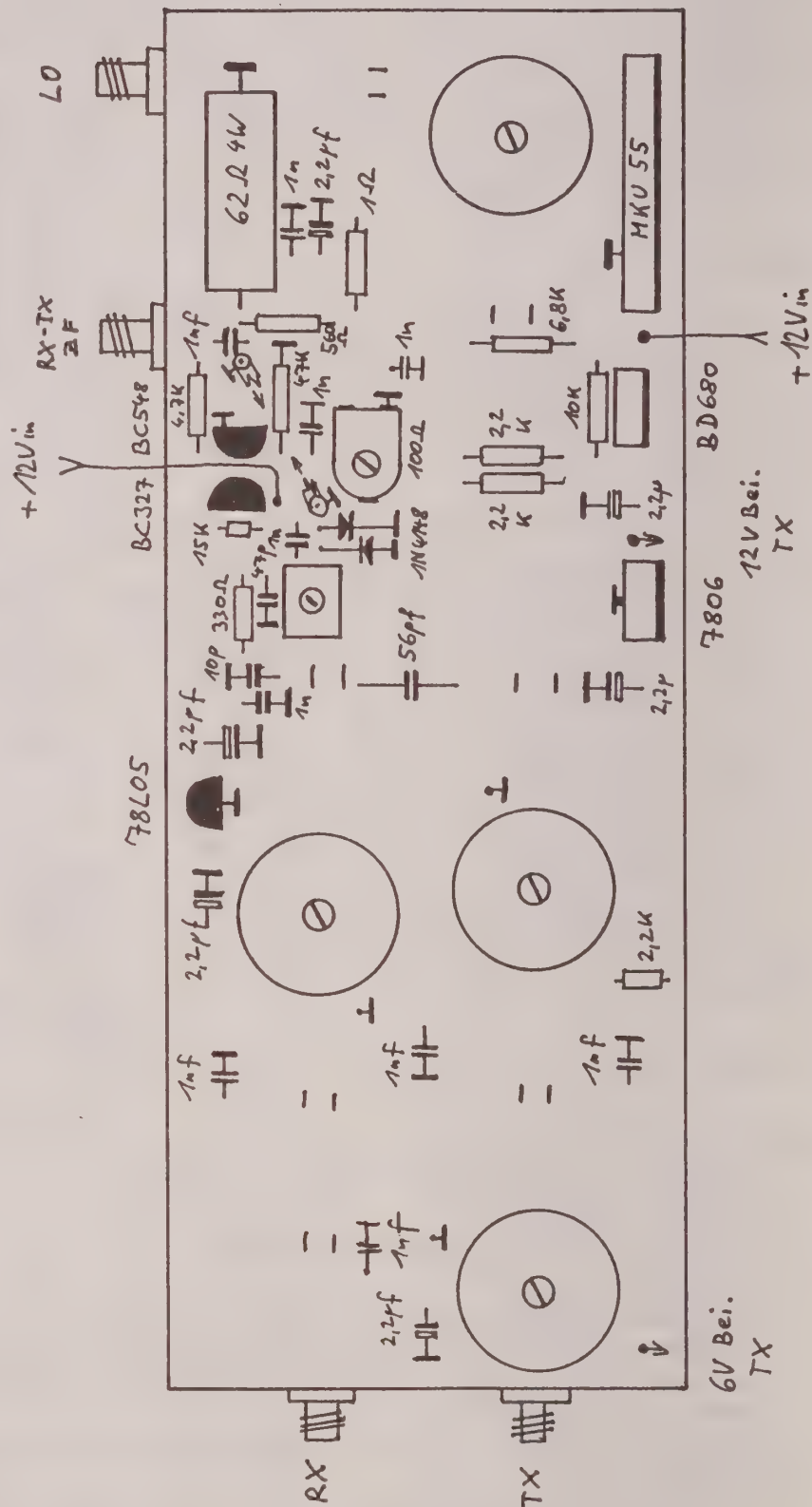
Folgende Stufenfolge ist angebracht:

1. Teflonplatine passend für Gehäuse Typ 45 (55,5x148x30) schneiden
2. Fotolack auf beiden Seiten der Platine entfernen
3. Platine bohren
4. Mittelpunkte der Resonatorfilter auf der Masseseite der Platine anreißen und mit Stechzirkel einen 9 mm Kreisbogen schlagen - dient zum späteren Ausrichten der Resonatortöpfe auf der Platine-.
5. Die Kupferfläche aller nicht durchkontaktierten Bohrlöcher auf der Masseseite rundherum mit einem 3 mm Bohrer entfernen.
6. Schlitz in die Platine zum späteren Durchstecken der Source-Beine der GaAs-FETs mit einem Skalpell anbringen.
7. Beide Blechrahmen in Gehäusedeckel einsetzen und die Rahmen durch eine Holzleiste festklemmen.
8. Platine mit der Leiterbahnseite nach oben auf die Holzleisten legen und die Lage der Bohrlöcher für Buchsen und Durchführungen auf dem Gehäuserahmen aufzeichnen.



Bild/Figure 2: PCB/Layout

9. Platine herausnehmen und mit der Leiterbahnseite nach unten auf die Holzleisten auflegen. Dann ist ein Abstand von ca. 15 mm gegeben. Das reicht aus, um Resonatoren, Spulen und ICs einbauen zu können. Beim Anreißen der Bohrlöcher für die Buchsen ist die Platinestärke und die Buchsenstiftdicke zu berücksichtigen.
10. Blechrahmentafeln bohren.
11. Platine mit Anreiberversilberung versehen.
12. Einkoppelstifte für die Resonatorfilter in die Platine einbauen. Die Lötninge von 1,3 mm Durchmesser werden umgekehrt eingebaut und die Vierkantspitzen abgekniffen und auf 2 mm Höhe abgefeilt. Dann Einkoppelstifte mit der Leiterbahn verlöten.
13. Platine mit Gehäuserahmen verlöten.
14. Buchsen und Durchführungen verlöten.
15. Nach dem Verzinnen werden die Resonator



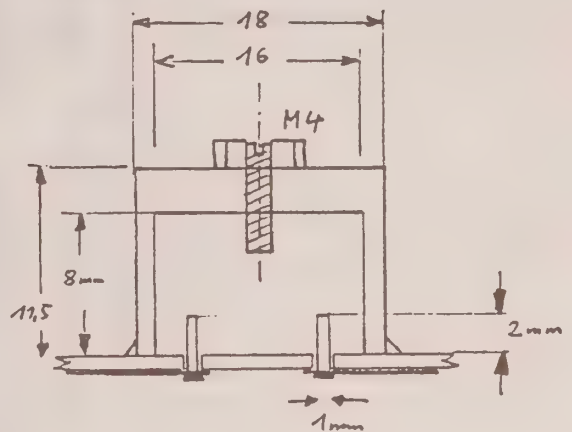
**Bild/Figure 3: Parts Layout/Bestückungsplan**

töpfe aufgelötet. M4 Schraube in Resonator eindrehen. Mit 150W LötKolben die Hitze auf den Schraubenkopf übertragen und den Topf durch Andrücken auf der Platine fixieren.

16. Massekontaktierungen für die SMD-Potis anbringen.
17. Nach Bestückungsplan die Bestückung vornehmen.
18. SMD-Bauteile auf der Leiterbahnseite auflöten
19. GaAs-FETs einlöten. Die Sourcebeine mit der Masseseite verlöten.
20. Alle Lötstellen mit dem Vergrößerungsglas kontrollieren.

## 2. Construction

1. Cut PCB to fit the dimension of cabinet No. 45 (55.5x148x30 mm)
2. Clean both sides of PCB thoroughly with acetone
3. Drill all holes
4. Mark centers of resonators on PCB and mark out a circle of 9 mm diameter with dividers
5. Remove copper foil around all holes, which are not through holes
6. Work out small slits for fitting the source legs of the GaAS-FETs with a scalpel
7. Prepare all walls for the cabinet with marks for the holes of connectors and feed troughs. Allow for a mid position of the PCB (15 mm distance to cover) and for thickness of the PCB. Then drill all holes
8. Try to galvanize the PCB with silver
9. The couplings posts for the resonators are made from 1.3 mm dia. soldering nails, which are solderd in an inverted fashion. The heads are filed down to a height of 2 mm.
10. Solder the PCB to the cabinet walls
11. Solder in connectors and feed troughs
12. After tinning the resonators and the PCBs a M4 screw is screwed into the resonators. By this you can heat the whole resonator with a 150W soldering iron and fix the resonator onto the PCB.
13. Solder in ground lugs for the SMD pots
14. Solder in all parts according to the parts layout
15. Solder in SMD parts
16. Solder in GaAs-FETs
17. Check all solder joints with a magnifying glass

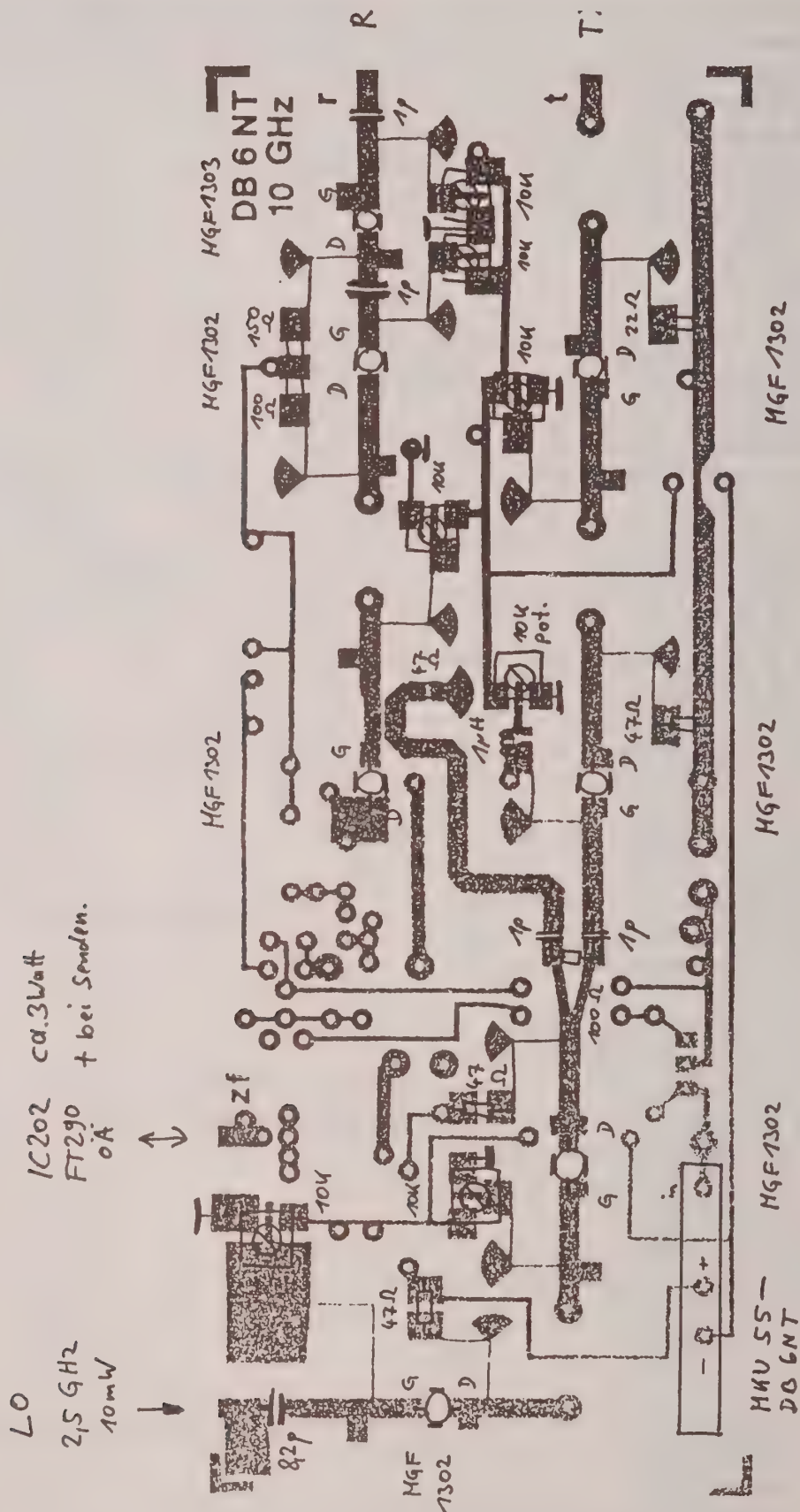


Bild/Figure 4: Resonator

## 3. Ableich

1. Alle SMD-Potis voll aufdrehen. Damit liegt an den FETs die volle negative Gate-Spannung an.
2. Strom des Vervierfachers auf 20 mA einstellen
3. Strom des LO-Verstärkers auf 25 mA einstellen
4. Strom des RX-Mischers auf 1 mA einstellen
5. 2,556GHZ LO mit 10 mW Leistung anschließen





Bild/Figure 5: Parts Layout/Bestückungsplan

6. Abstimmungsschraube des Vervielfacher-Resonators von oben langsam eindrehen, bis der Strom im RX-Mischer maximal ist. (Am Drainwiderstand messen)
7. Ströme im Vervielfacher und LO-Verstärker mit dem RX-Mischer-Strom als Indikator optimieren.
8. 144 MHz Rx am Transverter anschließen und durch Abgleich der ZF-Spule und des Mischer-Arbeitspunktes die Rauschzunahme optimieren
9. RX mit 50  $\Omega$  Abschluß versehen
10. Ströme im ersten RX-Verstärker auf 10mA und im zweiten auf 20 mA einstellen.
11. Abstimmungsschraube des RX-Resonators auf Rauschzunahme im RX optimieren (Von oben eindrehen)
12. RX-Mischerstrom auf maximales Rauschen nachstellen (Strom ist dann ca. 1,5 - 3 mA). Einen Feinabgleich (Filter und Ströme) nur mit einem Bakensignal oder einer Oberwelle vornehmen. Eine Rauschzahloptimierung ist nicht erforderlich: Die Platine stimmt.
13. 2,5GHZ LO abschalten
14. 2 m Transceiver anschalten und auf Senden (CW) schalten, ohne zu tasten. Damit wird der Transverter mit der TX-Schaltspannung versorgt und geht auf Senden. Regelpoti für die Ansteuerleistung im Transverter auf Null drehen.
15. Sendemischerstrom auf wenige  $\mu$ A einstellen.
16. Strom des TX-Verstärkers auf 20 mA einstellen.
17. LO einschalten. Damit muß sich eine Stromzunahme auf einige mA einstellen
18. 2 m Transceiver auf CW-Träger schalten. Das Regelpoti für die Ansteuerleistung soweit aufdrehen, bis der TX-Mischer Strom um einige mA zunimmt. Nimmt der Strom ab, ist der Mischer bereits vom LO überfahren. Dann muß der Strom im LO-Verstärker reduziert werden. Typische Werte für den Strom sind 5 mA nur mit LO und ca. 10 mA mit 144 MHz Träger.
19. Abstimmungsschraube des Resonators zwischen TX-Mischer und Verstärkerstufe bei eingeschaltetem 2 m Träger von oben eindrehen, bis der Transistor einen Stromanstieg zeigt. Zur Kontrolle, daß man nicht auf den LO abgestimmt hat, Träger wegnehmen: dann muß der Strom zurückgehen. Wenn nicht, ist die Schraube bereits zu tief eingedreht.
20. mW-Meter am Senderausgang anschließen und den zweiten Resonator auf Maximum Output justieren
21. Dann gesamten TX-Zweig optimieren (Filter&Ströme). Es werden sofort 4 bis 8mW erreicht. Mit einer Feinoptimierung mittels aufgelöteter Kupferfährchen sind sicher 10 mW zu erreichen.
22. Der Strom des RX-Mischers ist nachzujustieren, weil sich durch den Abgleich des TX-Zuges kleine Rückwirkungen auf die LO-Leistung ergeben.
23. Beide Seiten der Baugruppe werden mit Deckeln abgeschlossen. In den oberen Deckel wird Graphitschaummatte eingeklebt. Das Rauschen des Empfängers sowie die TX-Leistung ändern sich nicht. Schwingneigung ist nicht zu beobachten.

### 3. Tuning Procedure

1. Provide all GaAs-FETs with full negative gate voltage by turning all SMD-pots CCW.
2. Adjust current in first LO-Quadrupler to 20 mA
3. Adjust current in LO-Amp to 25 mA
4. Adjust current in RX-mixer to 1 mA
5. Connect 2.556 GHz LO with a power of 10 mW
6. Measure RX-mixer current at drain resistor (330  $\Omega$ ) and tune M4 screw in LO-resonator from the top position until current rises and peaks.
7. Use mixer current as an indicator and optimize currents in quadrupler and LO-amp.
8. Connect 144 MHz transceiver and tune the IF-filter and the mixer bias to maximum noise on 2 m.
9. Connect 50  $\Omega$  load to RX-input
10. Adjust currents in first RX-stage to 10 mA and in second stage to 20 mA

11. Adjust mixer current to maximum noise on 2 m. In this condition its current should measure 1.5 - 3 mA. Fine tuning should be performed only with a beacon signal or a test generator harmonic. No optimisation of the noise matching is necessary because of circuit design.
12. Switch off LO on 2.556GHZ.
13. Switch 144 MHZ transceiver to CW and transmit without keying the TX. DC-voltage on transceiver ouput switches transverter to TX-mode. Turn input power adjustment pot CCW.
14. Adjust TX-mixer current to some small current (1 µA).
15. Adjust current in TX-amp to 20 mA
16. Switch on LO. Observe current rise in TX-mixer to several mA.
17. Key down 2 m transceiver. Turn input power adjustment pot CW until current in TX-mixer rises. Is the current declining there is somewhat high LO-power. That has to be turned down by adjusting the current in the LO-amp. Typical values for the TX-mixer are 10mA with carrier on and 5mA with carrier off.
18. Tune first resonator between mixer and TX-amp. This condition is indicated by a peaking current in the TX-amp. To be sure not to have tuned to the LO, the current has to drop if the 2 m signal is keyed off. Otherwise the tuning screw is too deep already.
19. Measure ouptut power with a bolometer and tune second resonator for maximum output.
20. Optimize complete TX-strip (Resonators and currents) for maximum output (4 - 8 mW). Some final optimisation can be done with small copper foils soldered to the striplines at indicated positions.
21. Readjust RX-mixer current for maximum noise on 2 m.
22. Close both sides with covers. A antistatic foam should be glued into upper cover to avoid resonances.

#### 4. Meßergebnisse

1. Der Nachbau von **DC0DA** erfolgte nur mit Vielfachinstrument, Bolometer und Oberwellenoszillator:

| Stromtabelle Nachbau DC0DA |         |                   |                   |
|----------------------------|---------|-------------------|-------------------|
| Stufe                      | Ohne LO | mit LO in TX-Mode | mit LO und 144MHz |
| Vervierfacher              | 45 mA   | 17mA              |                   |
| LO-Verstärker              | 19mA    | 21 mA             |                   |
| RX-Mischer                 | 30 µA   | 1,5 mA            |                   |
| 1. RX-Stufe                | 13 mA   |                   |                   |
| 2. RX-Stufe                | 22 mA   |                   |                   |
| TX-Mischer                 | 200 µA  | 8,5 mA            | 13 mA             |
| TX-Verstärker              | 55 mA   | 55 mA             | 55 mA             |

Betriebsdaten:

- U = 12 V, Stromaufnahme bei RX-Betrieb 85 mA und bei TX-Betrieb 125 mA
- $P_{out}$  = 14 mW
- LO Unterdrückung > 30 dB
- Rx-Gain: 232 dB
- NF = 2.0dB

2. Der Nachbau von **DF9LN** erfolgte mit Spektrumanalysator und Rauschmeßplatz



| Stromtabelle Nachbau DF9LN |           |                   |                   |
|----------------------------|-----------|-------------------|-------------------|
| Stufe                      | Ohne LO   | mit LO in TX-Mode | mit LO und 144MHz |
| Vervierfacher              | 34 mA     | 23 mA             |                   |
| LO-Verstärker              | 30 mA     | 30 mA             |                   |
| RX-Mischer                 | 0 $\mu$ A | 3 mA              |                   |
| 1. RX-Stufe                | 15 mA     |                   |                   |
| 2. RX-Stufe                | 10 mA     |                   |                   |
| TX-Mischer                 | 0 $\mu$ A | 3 mA              | 10 mA             |
| TX-Verstärker              | 27 mA     | 27 mA             | 35 mA             |

Betriebsdaten:

| Nebenwelle      | $P_{out} = 20mW$ | $P_{out} = 10mW$ |
|-----------------|------------------|------------------|
| LO              | - 36 dB          | - 35 dB          |
| Spiegel (LO-ZF) | - 50 dB          | - 50 dB          |
| LO + 2xZF       | - 48 dB          | - 50 dB          |
| LO + 3xZF       | - 55 dB          | > - 60 dB        |

- RX Mischer mit MGF 1303 bestückt
- $P_{out} = 20\text{ mW}$
- Rx-Gain: 23 dB
- RX Spiegelunterdrückung -28 dB
- NF = 2.1dB

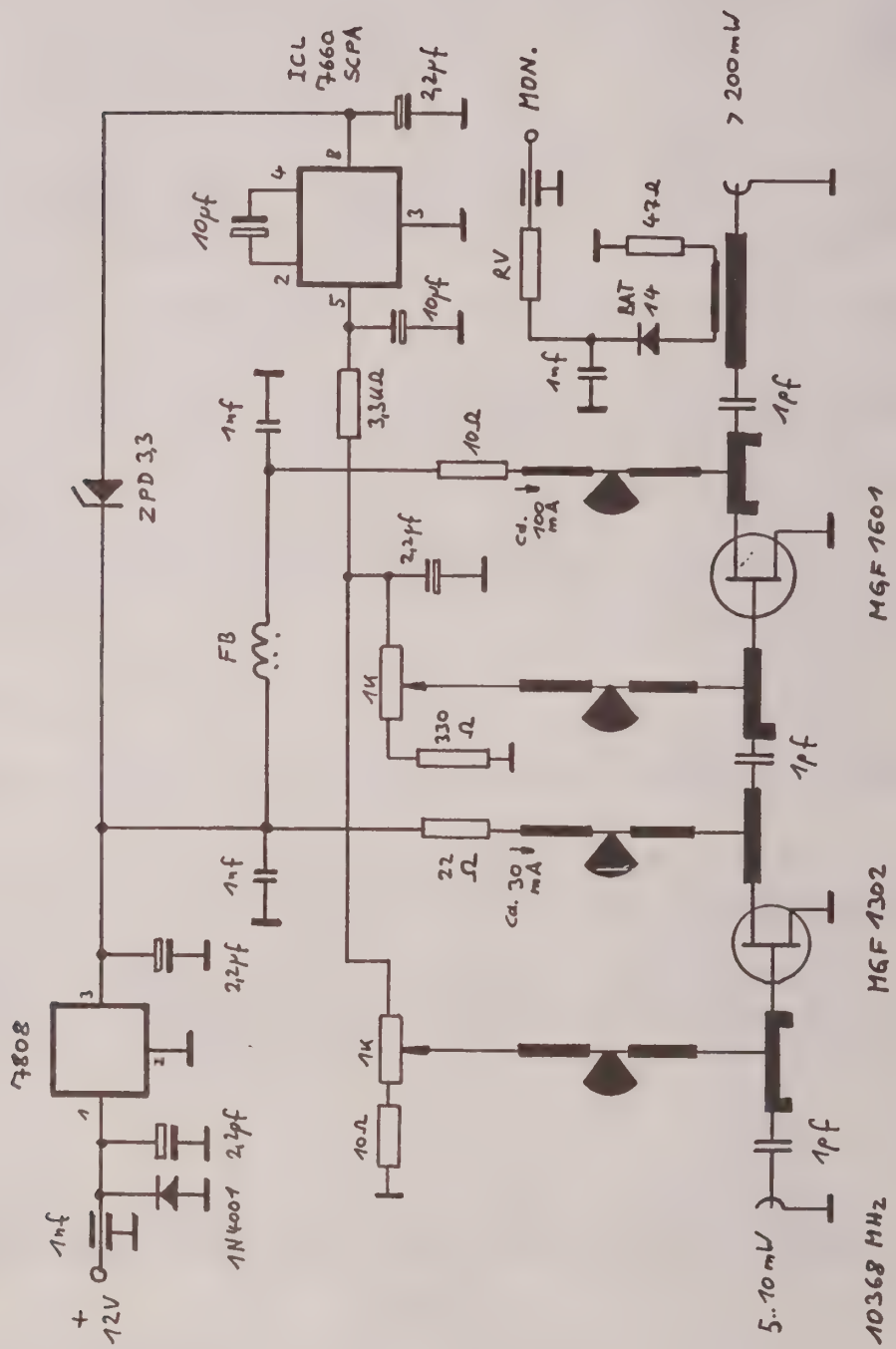
### 3. Measurement Results

The measurement results above show the properties of two prototype replicates. The first has been done by DC0DA only with the aid of a multimeter, a bolometer and a harmonic generator. The second has been done by DF9LN with the aid of a spectrum analyzer and noise figure measurement equipment.

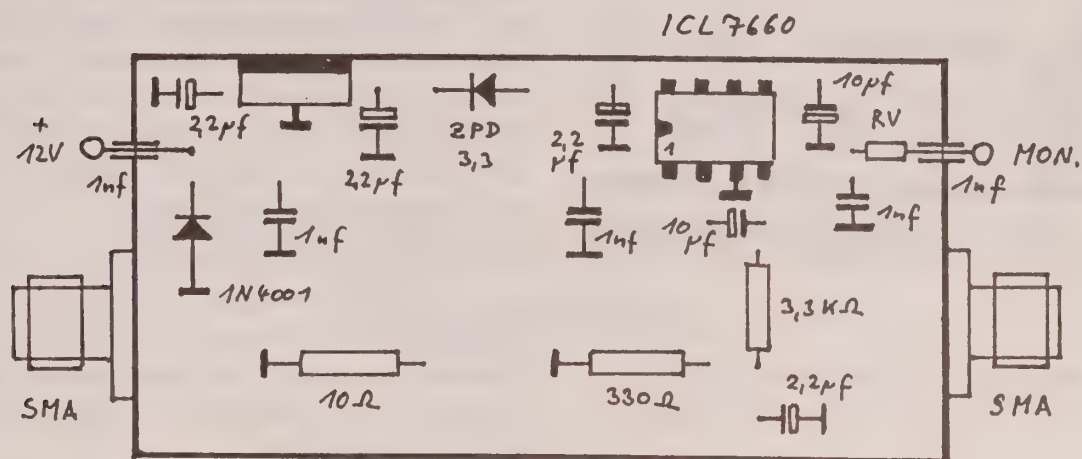
# 200 mW Two Stage Amplifier for 10 GHz

### 1. Konstruktion:

Passend zum Transverter wurde ein kleines 2-stufiges Endstufenmodul mit einem MGF1601 in der Endstufe entwickelt. Die Anordnung der Buchsen ist so gewählt, daß der Baustein direkt an den Senderausgang des Transverters angeschraubt werden kann, ohne daß die Zugänglichkeit der Empfängerbuchse beeinträchtigt wird. Für eine direkte Montage kann am Eingang ein SMA-Steckerflansch



Bild/Figure 6: Circuit Diagram/Schaltung 200mW PA



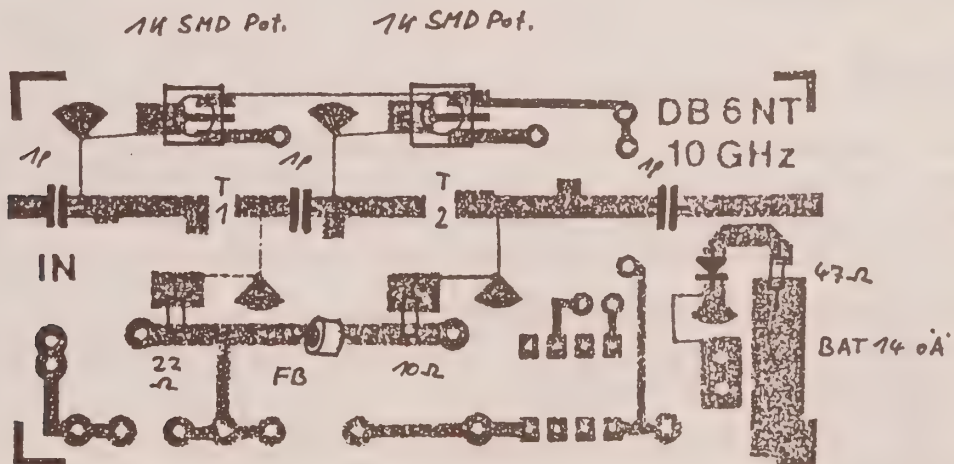
Bild/Figure 7: Parts Layout/Bestückungsplan 200mW PA Top

eingebaut werden. Der Einbau der Platine in das Weißblechgehäuse Nr.2 (74x37x30) wird wie beim Transverter vorgenommen.

Auf der Platine ist ein Richtkoppler zur Messung der Ausgangsleistung integriert. Als Diode muß eine echte 10GHZ Diode wie z.B. die BAT14 eingebaut werden. Niederfrequenzdioden wie die BA481 bringen keinen Erfolg.

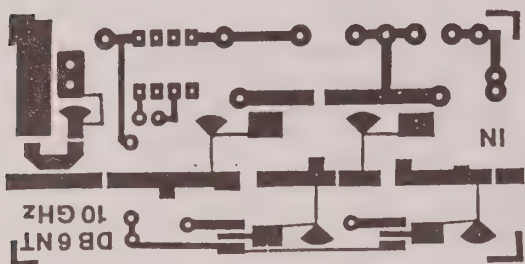
2. Abgleich

Es werden zunächst die im Schaltbild angegebenen Ströme eingestellt. Am Ausgang wird ein mW-Meter angeschlossen und der Baustein mit dem Transverter angesteuert. Ohne zusätzliche Abgleichmaßnahmen



Bild/Figure 8: Parts Layout/Bestückungsplan 200mW PA





Bild/Figure 9: PCB/Platine 200mW PA

ergibt sich sofort eine Ausgangsleistung von 200 mW bei 10 mW Eingangsleistung. Durch Auflöten von Abstimmfädchen kann noch mehr 'herausquetschen'. Je nach Transistor ergeben sich bis zu 250 mW Ausgangsleistung bei voller Kompression. Dann ist die Verstärkung nur noch 13 dB, während bei 150 mW die Verstärkung ca. 16 dB beträgt.

Der Baustein nimmt ohne Ansteuerung 145 mA Strom auf. Bei Ansteuerung geht der Strom auf 115 mA zurück. Am der Richtkoppler-Diode steht dann eine Spannung von ca. 0,8 V an. Der Gehäusedeckel wird wieder mit Kohleschaummatte belegt, um Gehäuse-Resonanzen zu vermeiden.

### 3. Platine

Beide Platinen (Transverter und PA) sind bei Norbert, DG9NCL, Tel. 092866557, erhältlich.

#### 1. Construction

For boosting the output power to 200 mW a small 2-stage PA has been constructed. It's equipped with a MGF1302 and a MGF1601 in the final stage. Both transistors are rather inexpensive. The layout of the connectors is somewhat asymmetric to allow for clearance of the RX-Input of the transverter even if the PA is directly connected to the TX-output of the transverter. To allow an immediate connection of the transverter the PA should be constructed with a male SMA in the input. The PCB has to be soldered into the cabinet in the same fashion as the transverter PCB. Cabinet size is No. 2 (74x37x30 mm).

An integrated directional coupler on the output microstripline can be used for monitoring the output power. The sampling diode should be a real microwave diode like the BAT14. A low frequency type like the BA481 will not work.

#### 2. Tuning

First all currents indicated in the circuit diagram have to be adjusted for. Then a mW-Meter can be connected to the output and the transverter at the input. Without further tuning an output power of 200 mW should be measured. Some fine tuning with small stripes of copper foil may increase the output to 250 mW in saturation. At this level the gain is 13 dB. At 150 mW output power the gain is 16 dB.

Without driving power the total current is 145 mA which drops to 115 mA with full power. The sampling diode delivers about 0.8 V DC at this level. The cover of the cabinet should be covered with graphite foam to avoid resonances from the cabinet.

#### 3. PCB's:

Norbert, DG9NCL, has promised to provide both PCB's. Contact him under (+49)92866557.

# Modifications for 10 GHz -Transverter

Michael Kuhne, DB6NT

Nach den ersten Bauverfahren (40 Nachbauten!) ergeben sich Modifikationen und Vorschläge auf folgenden Gebieten:

1. Verbesserter 200 mW Verstärker
2. Einbau eines HEMT in die erste RX-Stufe
3. Einbauhinweise für GaAs-FET's
4. T/R-Umschaltung beim IC202

The first experiences in replicating the 3cm-transverter have led to a number of modifications. These are:

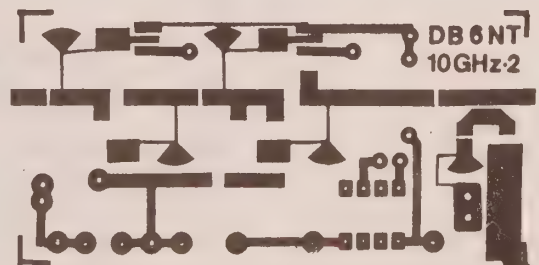
1. Improved 200 mW amplifier
2. Modification of first RX-stage by a HEMT
3. Mounting details for GaAs-FET's
4. T/R switching for an IC202

## 1. Verbesserter 200 mW Verstärker

Durch Layoutänderung konnte der 200 mW Verstärker (DUBUS 1/91) noch weiter verbessert werden. Mit 5 mW Ansteuerung werden 200 mW Ausgangsleistung erreicht. Die Abbildungen auf den folgenden Seiten zeigen die neue Schaltung.

### 1. Improved 200 mW Amp

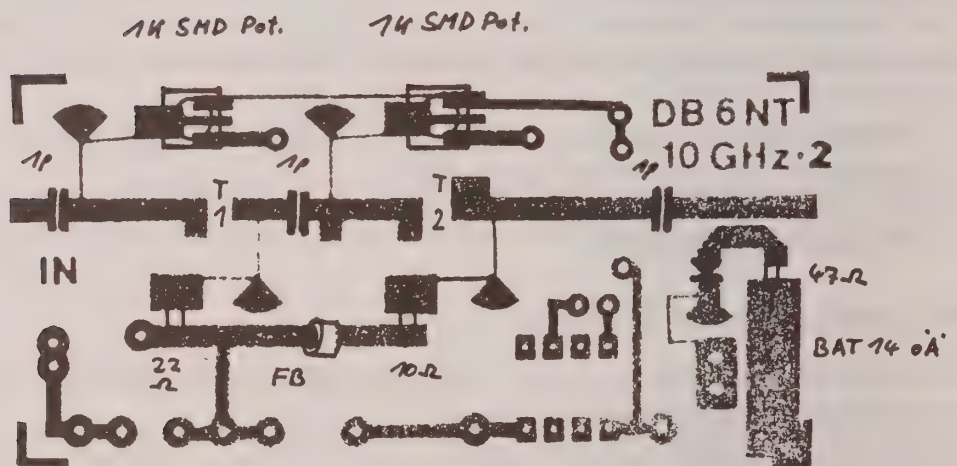
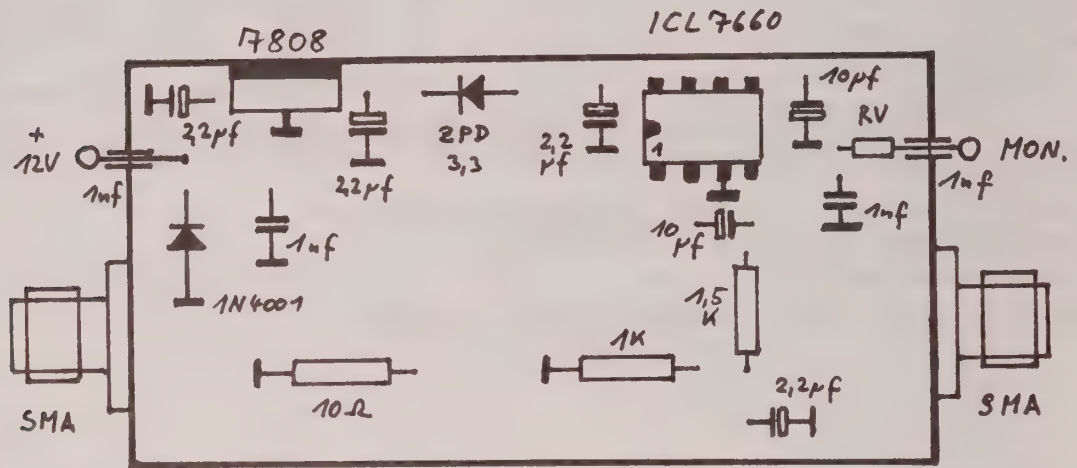
After some modification of the PCB the 200 mw Amp (DUBUS 1/91) could be improved. With 5 mw driving power an output power of 200 mW is possible. The figures above show the modifications.



## 2. HEMT für die erste RX-Stufe

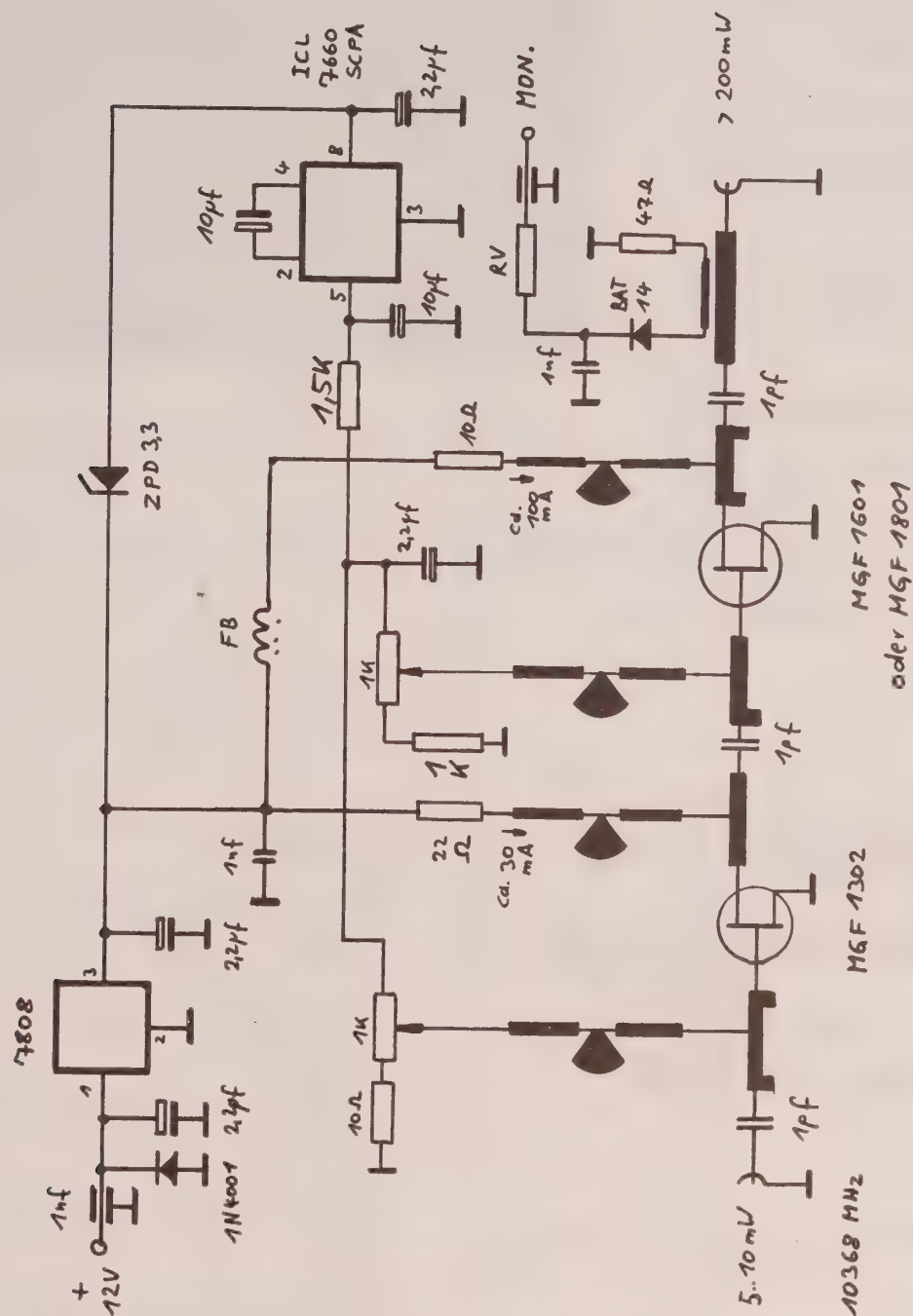
Durch Einbau eines HEMT's (Fujitsu FHX06LG) in die Vorstufe ist die Rauschzahl

Bild/Figure 1: New Layout for 200 mW Amplifier



### Bild/Figure 2: New Parts Layout for 200 mW Amplifier



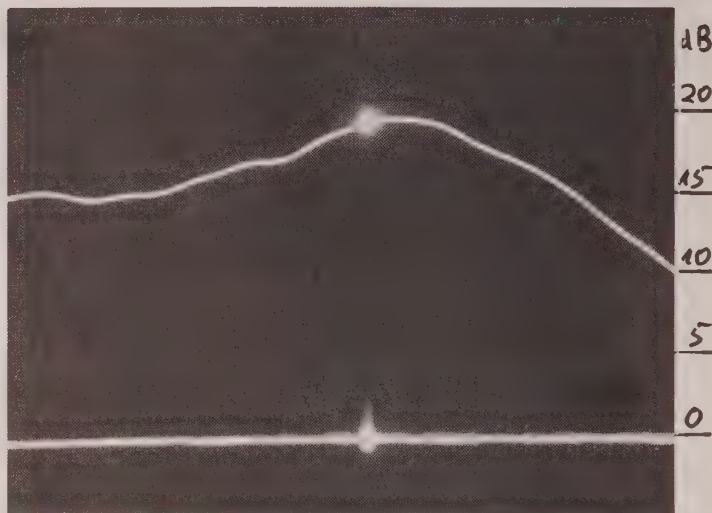


### Bild/Figure 3: New Circuit Diagram for 200 mW Amp

auf  $< 1,5$  dB und die Verstärkung um 3 dB zu verbessern. Dazu muß man den Drainwiderstand von 150 auf  $270\Omega$  erhöhen und einen Ruhestrom von ca. 10 mA einstellen. Die Stichleitung am Gate des FET ist um ca. 1mm zu verlängern.

Wenn man einen FHX04 in die erste und einen MGF1304 in die zweite Stufe einbaut, müsste eine Rauschzahl von 1 dB erreichbar sein.

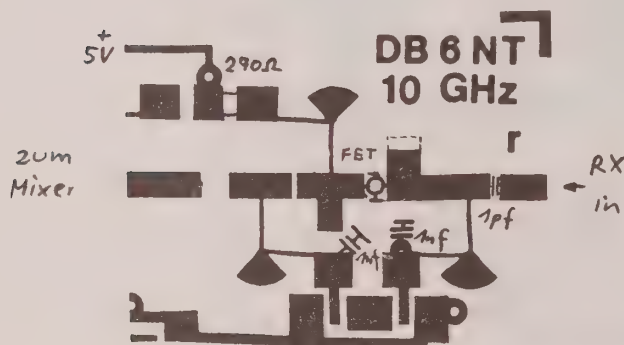
Der FHX06 koste in DL 60,- DM und ist bei der Fa. Melatronik (Tel.: 089/3104076) erhältlich.



Bild/Figure 4: Gain @ Freq. for 200 mW Amp

## 2. HEMT for first RX-Stage

By changing the MGF1302 in the first RX-Stage to an HEMT Fujitsu FHX06LG a noise figure of  $< 1.5$  dB and 3 dB more gain will be achieved. To accommodate the HEMT the resistor in the drain path has to be increased from 150 to  $270\Omega$ . Bias current is 10 mA. The input stub at the gate should be lengthened by 1 mm.



Bild/Figure 5: Changed Layout for 1. RX-Stage for HEMT

summschaltung über das ZF-Kabel entfällt eine weitere Leitung zum Transverter. Dieses vereinfacht auch das Steuern mehrerer Geräte über die Koaxleitung.

Sollte ein IC202 als Steuergerät verwendet werden, ist die Schaltspannung von 'HIGH' beim Empfang auf 'HIGH' bei Senden umzubauen. Auch bei dem FT290 R2 ist ein Umbau erforderlich. Der FT290 ALT und der IC402 haben die richtige Reihenfolge.

A FHX04 HEMT and a MGF1304 in the second stage should be able to improve the noise figure to 1 dB.

## 3. Einbauhinweise für GaAs-FET's

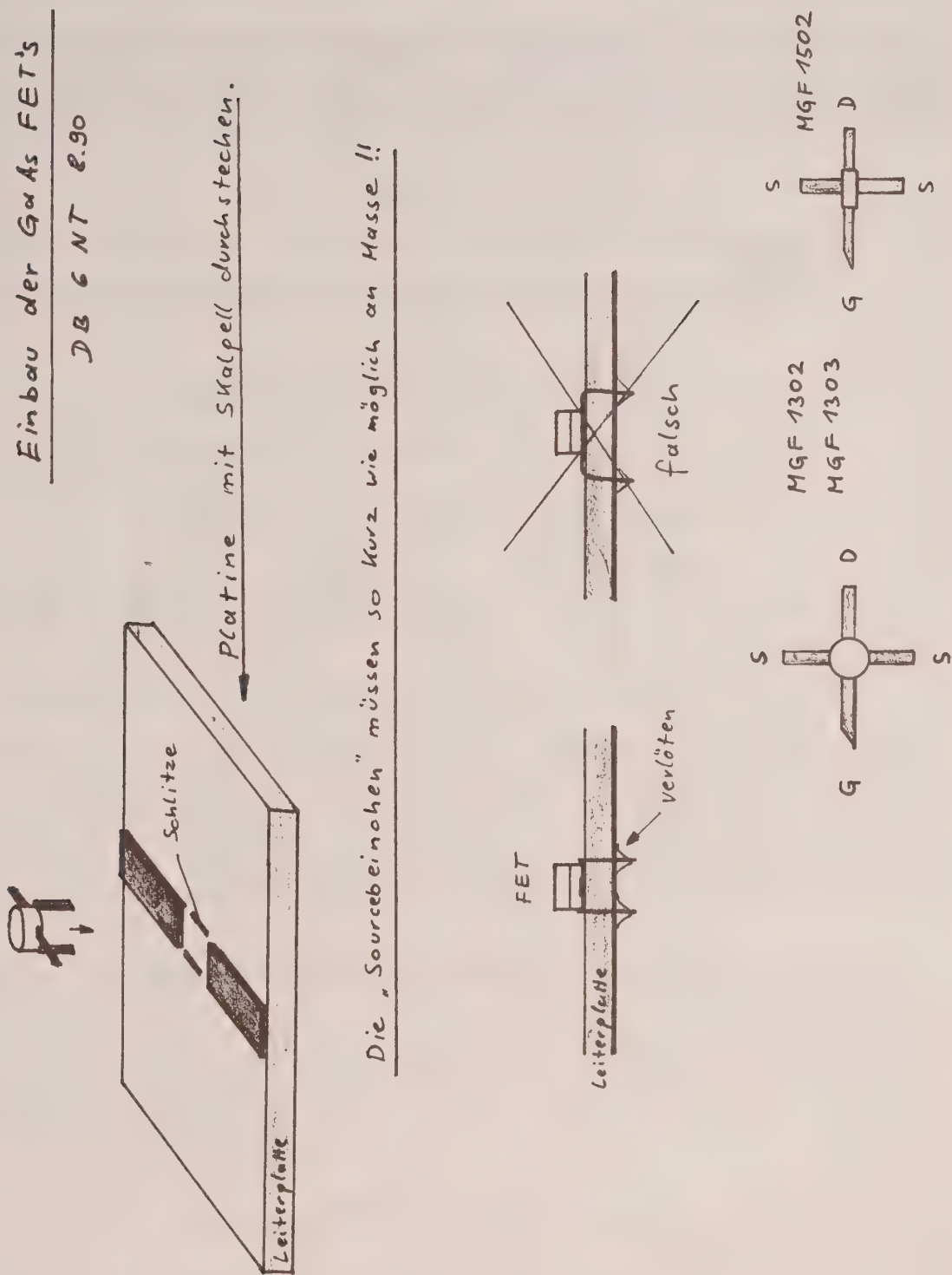
Die folgende Seite gibt Details über den fachgerechten Einbau der GaAs-FET's.

## 3. Mounting details for GaAs-FET's

Figure 6 on the previous page shows how to mount the GaAs-FET's.

## 4. TX-Umschaltung für einen IC202

Durch die Steuerung der Sende-Empfang-



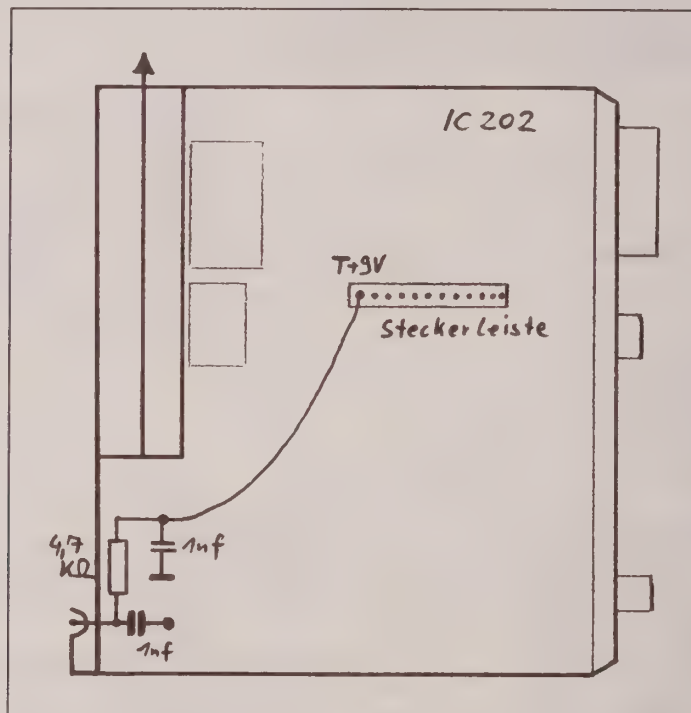
Bild/Figure 6: How to mount GaAs-FET's



#### 4. T/R-Switching for an IC202

Because the transverter senses the IF-Coaxline for a DC-voltage for T/R-Switching one wire can be saved for the interconnection.

In case of an IC202 as the 2 m transceiver the polarity of the voltage on the ANT-connector has to be changed according to figure 7. This changes from +9 V at Receive to +9V at Transmit. This type of switching is also incorporated in the IC402 and the FT290/Old. The FT290 R2 has to be changed also.

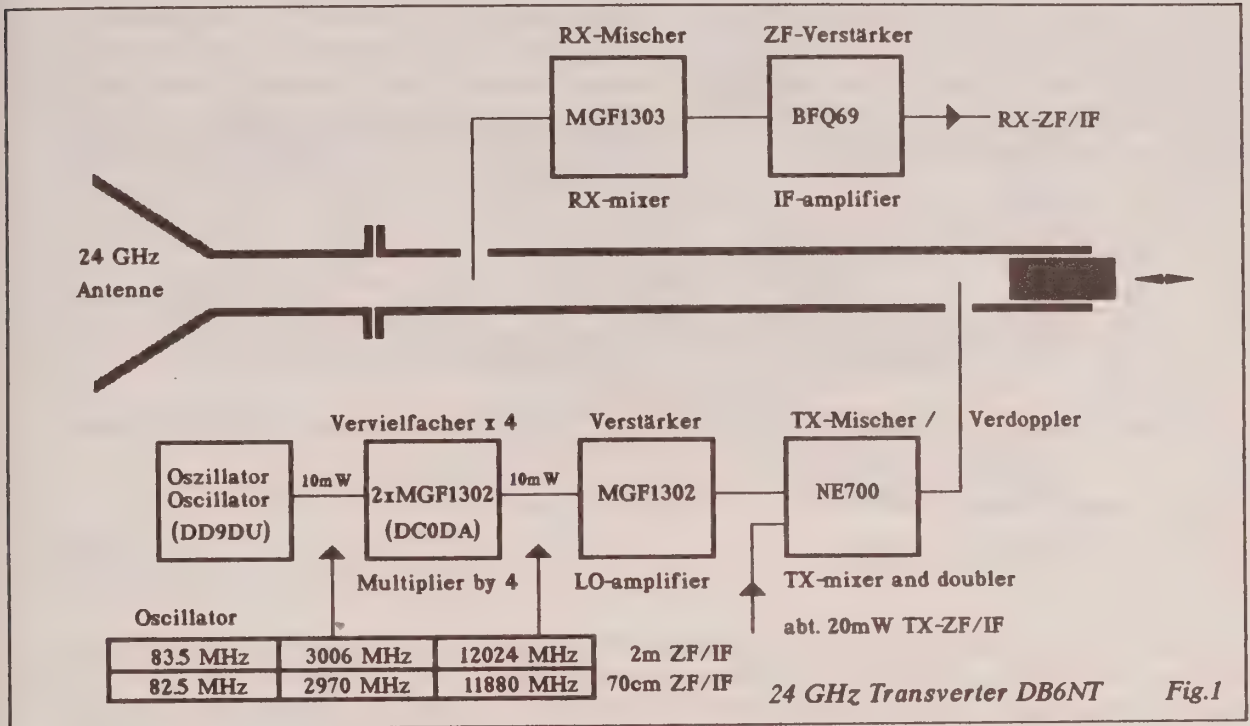


Bild/Figure 7: Modification of T/R-Switching in IC202

# Transistorized 24 GHz Transverter

by Michael Kuhne, DB6NT, ✉ Birkenweg 15, D-8674 Naila/Hölle ☎ (09288) 8233

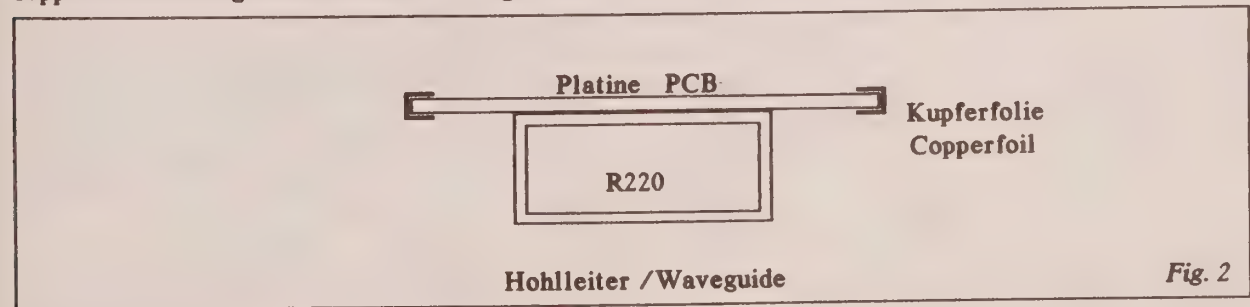
## Blockschaltbild (Block circuit diagram)



## Kurzbeschreibung: Aufbau des Transverters (Short description of construction)

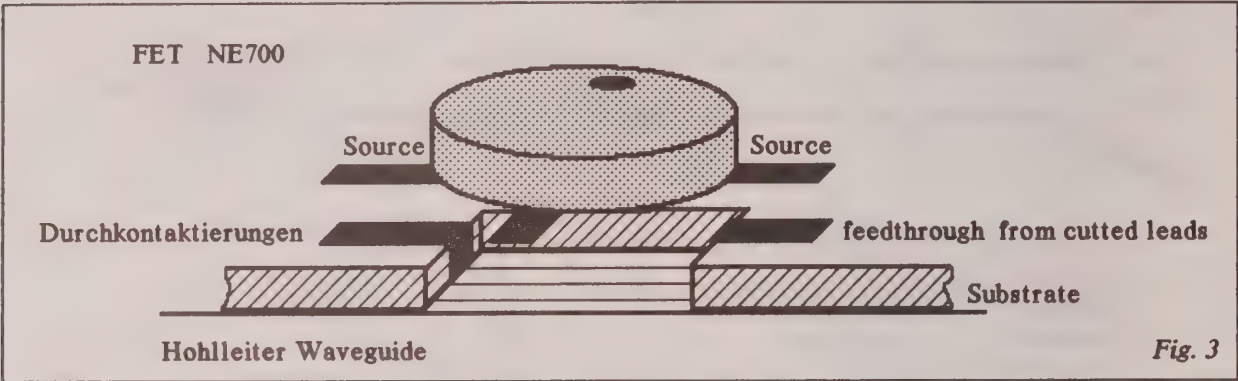
Der Transverter ist in gedruckter Technik auf 0,25 mm starkem RT/DUROID® 5880 aufgebaut. Diese Platine wird auf ein Stück Hohlleiter vom Typ R220 aufgelötet. Die Kopplung von der Platine in den Hohlleiter erfolgt mit abgemantelten Semirigidkabeln UT085, Ø2.2mm, so daß 1.7mm in den Hohlleiter ragen. Beim Anfertigen des Kurzschlußschiebers ist auf genaue Passung zu achten. Nach Justage des Schiebers im Hohlleiter, ist dieser mit einer Schraube zu arretieren. Die in dem Bestückungsplan mit einem Massezeichen markierten Stellen sind mit Kupferfolie nach Masse hin zu verbinden (Bild 2).

The transverter is built on 0.25mm thick PCB made from RT/DUROID® 5880. The PCB is soldered onto a piece waveguide of type R220. The coupling from the PCB into the waveguide is realized by using a bit of semirigid coax typed UT085, Ø2.2mm, where the jacket on one end is removed and the inner conductor is dipped 1.7mm into the waveguide. After adjustment of the short inside the waveguide, the short is locked by a screw. The in the component diagram marked groundsigns are connected by copperfoils to the ground in manner of Fig. 2.

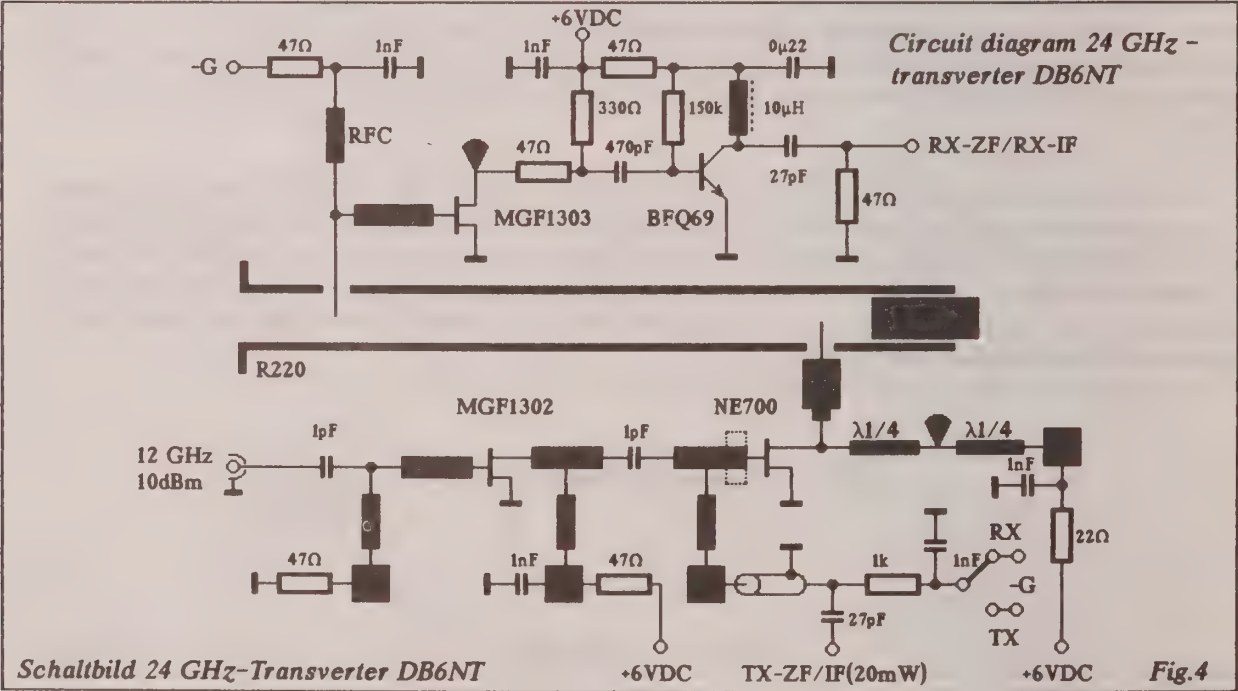


Alle Bauteile sind SMD-Bauelemente. Die 1pF-Kondensatoren sind SHF-Typen (ATC) kleiner Bauform. Um gute Massekontakte der Transistoren zu bekommen, schneidet man vor dem Einbau ca. 3.5mm von den Source-Anschlüssen ab und verwendet diese als Kontaktierung. Dazu werden zunächst Quadrate von 2x2mm unter dem FET aus dem Substrat der Platine geschnitten. Die Beinchen werden nun U-förmig um das Substrat gelegt und angelötet. Erst danach wird die Platine auf dem Hohlleiter befestigt (Fig. 3).

All parts used are SMD components. The 1pF-capacitors are SHF-types by ATC with small size. The source leads of the FET are cut off 3.5mm. Now a square of 2x2mm is removed on the substrate below the FET. Than the cut off leads are used as through contact inside the removed square hole in the substrate (Fig.3). After soldering the FET with its source-leads to the through contacts on the PCB, the PCB is soldered onto the waveguide.



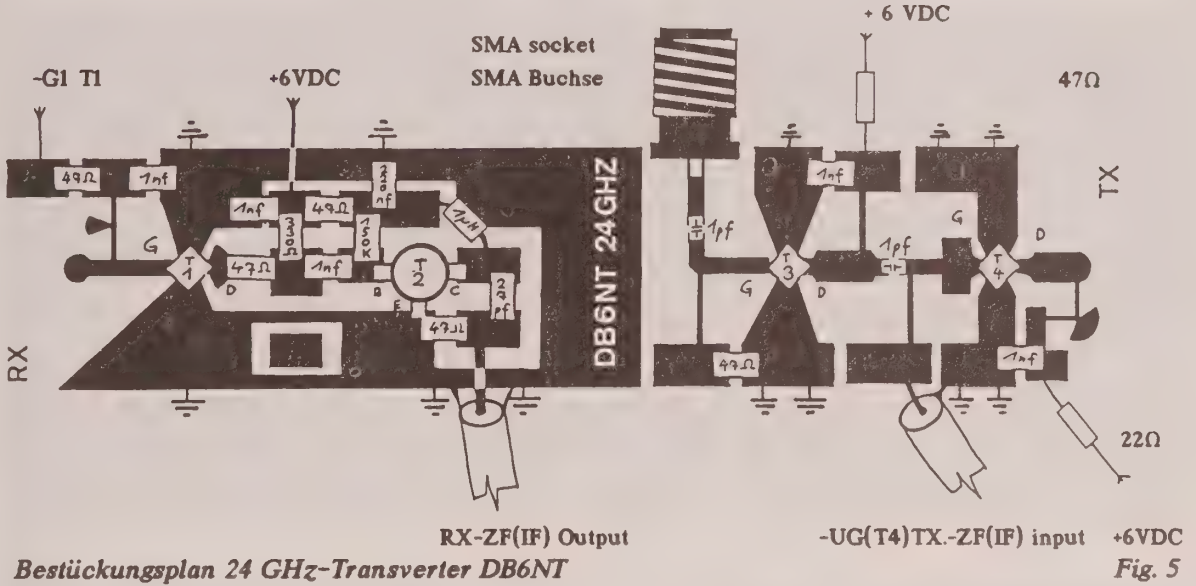
Der Z-Wert der Streifenleitung am Gate des NE700 muß optimiert werden. Dies geschieht durch Hinzufügen oder Entfernen der Kupferleiterbahn in seiner Breite. Der Arbeitspunkt des NE700 wird durch die Gatespannung auf optimalen Output eingestellt. Dieser ist vom TX-Mischbetrieb zum Verdopplerbetrieb unterschiedlich und wird daher umgeschaltet. Die ZF-Sendeleistung muß jeweils bestmöglichst angepaßt werden. Sie liegt bei ca. 20 - 30 mW. Als ZF-Frequenz kann 2m oder 70cm (23cm) verwendet werden. Die Schaltung des ZF-Verstärkers ist breitbandig. Der Arbeitspunkt des Empfangsmischers wird mit Hilfe eines Signalgenerators optimiert. Dieses erfolgt als letzter Schritt des Abgleichs.



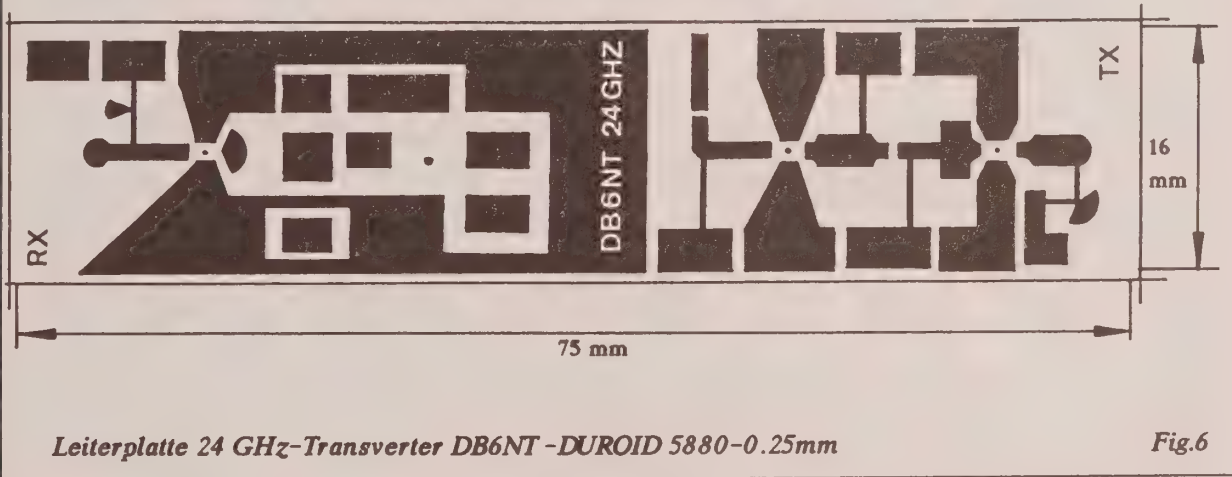


# Component diagram 24GHz-transverter DB6NT

12 GHz 10mW input



## Layout 24 GHz transverter DB6NT- DUROID 5880-0.25mm

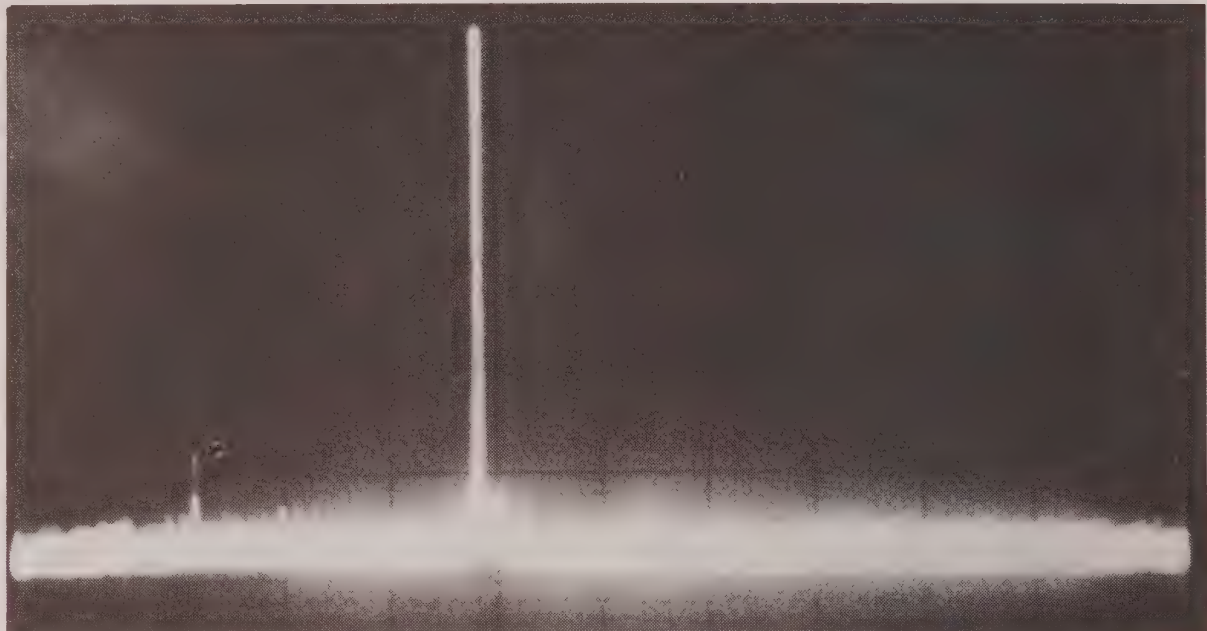


The impedance of the microstrip at the gate of NE700 must be matched by varying the wide of the strip. The operation point of NE700 is adjusted by varying its gate voltage to best output. The operation point in RX-mode differs from TX-mode, therefore the NE700 is biased by separate TX and RX voltages (Fig. 4). The TX-IF-power should be matched for maximal efficiency of the mixer (20-30mW). As IF 2m as well as 70cm (23cm) can be used because the amplifier is designed as a wideband type. The latest step of alignment of this unit, the operation point of the RX-mixer is adjusted by using a signal generator.

Technische Daten: Im optimierten Musteraufbau konnten folgende Daten ermittelt werden: TX-Leistung: 24192 MHz über Dreikreisfilter gemessen: 1.6mW. Rauschzahl: 13dB DSB über Vergleichsmessung ermittelt.

**Performance:** On the optimized prototype 1.6mW outputpower were measured on 24192 MHz and a noisefigure of 13dB (DSB). During the noisefigure measurement a 3-pole waveguide filter was used.

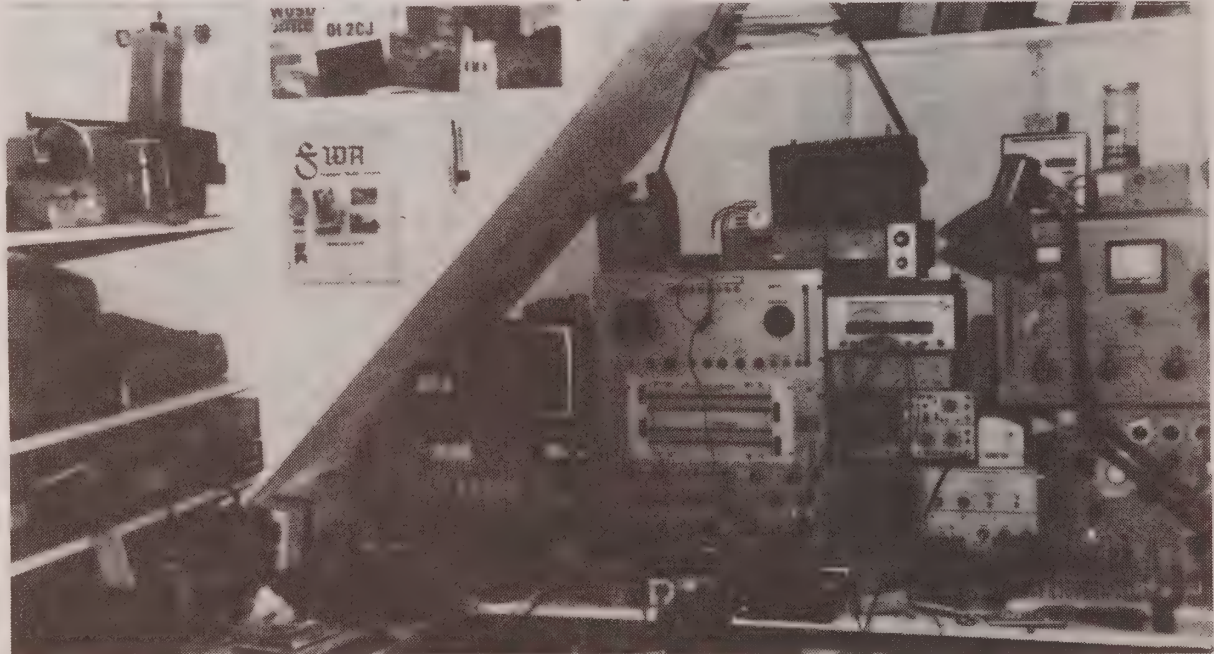
*Spectrum of the 24 GHz LO (hor. 60 MHz/div)*



*Spektrum des LO-Signals auf 24 GHz (Sichtbreite 600 MHz)*

*Fig.7*

*"Laboratory" of the author*



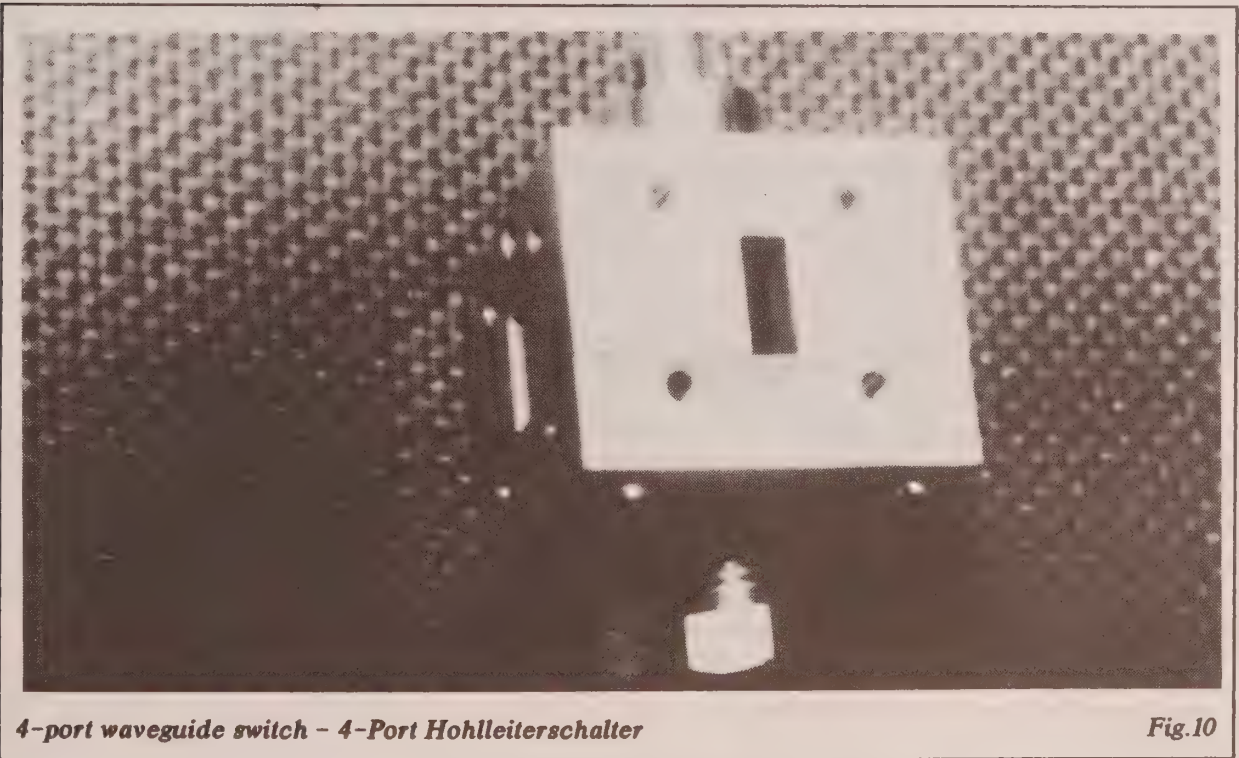
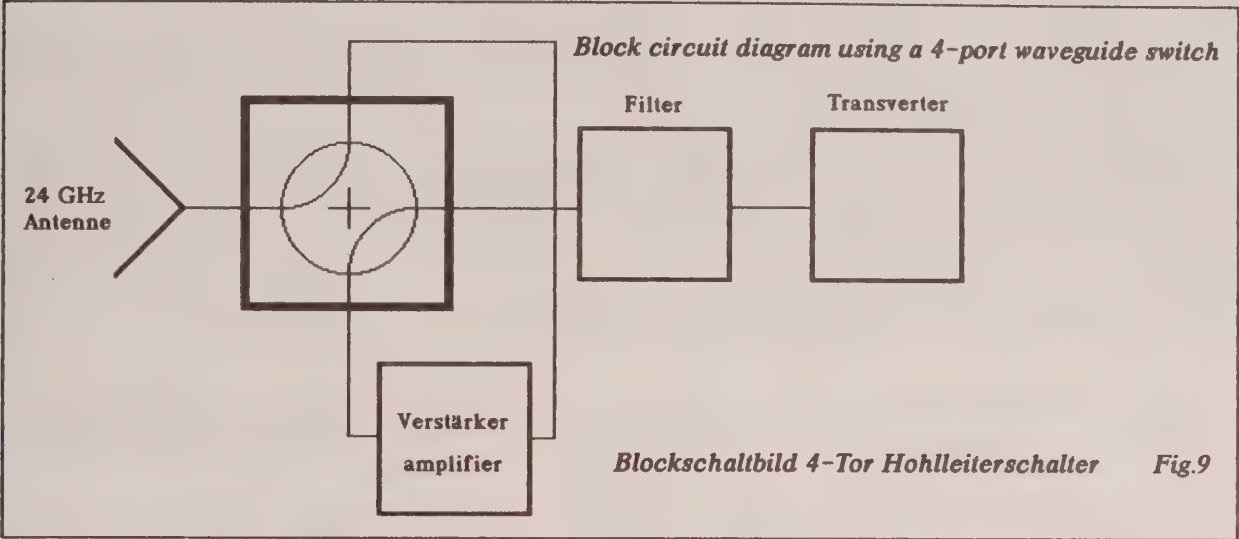
*Meßaufbauten beim Verfasser*

*Fig.8*



## Eweiterung des Transverters mit GaAs-FET Verstärker

Um die technischen Daten des zuvor beschriebenen Transverters zu verbessern, ist im Sende- sowie im Empfangsfall ein Verstärker mit Bandfilter einzufügen. Da sich der FET-Verstärker zum Senden und Empfangen gleichermaßen einsetzen läßt, verwendet man nur einen Verstärker, der mit einem 4-Tor Hohlleiterschalter kombiniert wird.

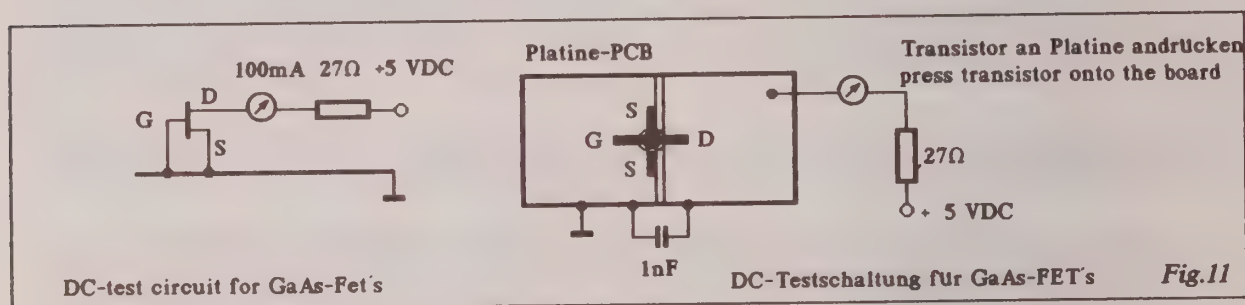


## Extension of the transverter using a GaAs-FET amplifier

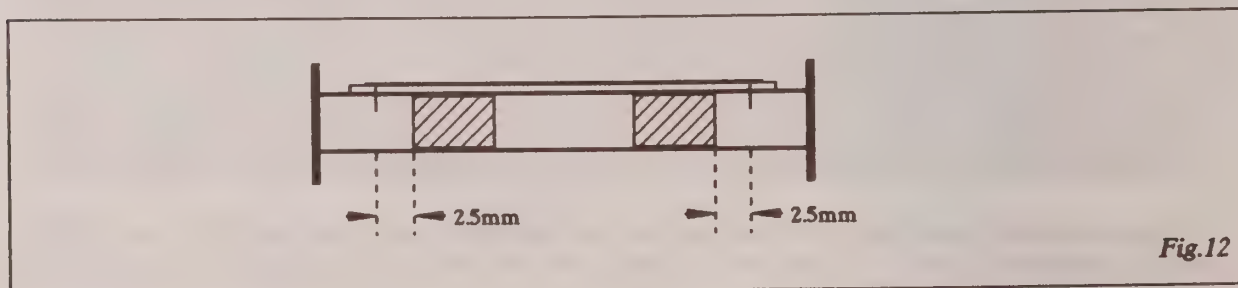
For improving the performance of the described transverter an additional amplifier is developed (including a waveguide filter). The amplifier is used in the RX respective TX path by coupling via a 4-port wave guide switch (see Fig.10).



Für den Funkamateure stellt es immer wieder eine Herausforderung dar, Bauteile an der Grenze ihrer Daten zu betreiben. Von dieser Tatsache muß man ausgehen, wenn man GaAs-FET's im normalen Keramikgehäuse auf Frequenzen über 18 GHz einsetzen will. Da die Herstellerdaten bei 18 GHz aufhören (Gehäuse), aber der Chip des Transistors eine Transitfrequenz von 90 GHz hat, ist die Realisierung eines Verstärkers eine Frage der Anpassung. Das Gehäuse stellt in erster Linie eine große Induktivität dar (Anschlußdrähte). Durch diese Tatsache kann die Anpassung nur sehr schmalbandig erfolgen. Ein wichtiges Problem ist die Sourcekontaktierung an Masse. Je länger der Sourceanschluß, desto größer die Gegenkopplung (Verstärkungsminderung). Die Gehäuseinduktivität beträgt ca. 0.25 nH, der Wert der Massekontaktierung etwa 0.08 nH. Da die Induktivität des Transistors den größeren Teil ausmacht, muß man die Masse an den Transistorchip transformieren, um brauchbare Verstärkungswerte zu erhalten. Dazu werden direkt am Gehäuse des Transistors seitlich Kupferstreifen angelötet (ca. 1.5 x 3mm). Durch Variieren des Abstandes zur Platine hin werden diese optimiert. Um die Streifenleitungen zwischen den Transistoren und der Ein- und Auskopplung in den Hohlleiter abzugleichen, verwendet man die bewährte "Schiebemethode". Es werden hier nur sehr kleine Plättchen benötigt (ca. 1.5 x 1.5mm). Die beste Verstärkung wurde bei Gate = 0 Volt erzielt. Die Spannungszuführung erfolgt über Vorwiderstände zur Strombegrenzung. Man sollte die Transistoren vor dem Einbau in die Schaltung, gleichstrommäßig messen. Es empfiehlt sich, den mit dem größten Drainstrom (bei G=0V) in die "PA-Stufe" einzusetzen, da dieser auch erfahrungsgemäß die größte Leistung abgibt.

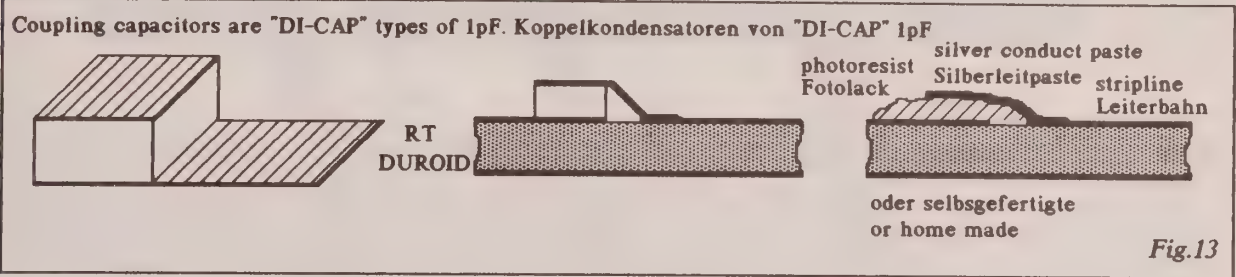


Oftentimes, amateurs use components around its range of limited ratings as in this case a GaAs-FET which is specified by the manufacturer to 18 GHz only. The reason is the inductance of the package which requires relative long leads. The chip itself provides a transition frequency of 90 GHz, therefore it's a question of matching to realize a circuitry giving reasonable gain on 24 GHz. Because of this matter a matching can be realized for relative narrowband operation only. Very important is the grounding of source leads. As longer the source grounding leads are, as lower gain can be expected because of the increase of inverse feedback. The inductivity of the package is specified to 0.25 nH and the grounding inductivity (FET assembled in order to Fig.2) is additional another 0.08 nH. Because of the high proportion between grounding and package inductivities, the ground must be transformed inside the FET. Therefore, copperstrips are soldered beside the FET (1.5 x 3mm). By varying the space to the PCB the transformation will be optimized. For matching the transistors and the waveguide to the striplines small coppersheets (1.5 x 3mm) are pushed onto the striplines to and from. The best gain provides 0 VDC-gate voltage. The drain voltage is applied via resistors for current limitation. Before assembling the FET's to the board, the transistors should be DC-tested because the FET producing the highest DC-current should be used in the final stage for best rf-output.



Die Übergänge von der Platine in den Hohlleiter werden auch wie bei dem Transverter aus Semi-rigid-Kabeln gefertigt. Sie ragen 1.7mm in den Hohlleiter hinein. Die Passung des Kurzschlußschiebers sollte sehr genau sein.

The adapter from stripline to waveguide is made as described for the transverter by bits of semi-rigid cables and its inner conductor dips 1.7 mm into the waveguide. The short should be fitted as accurate as possible for highest loss between in and output.



Aus Fotolack und Silberleitpaste kann man Kondensatoren herstellen, die von Profis in Laboraufbauten bis 60 GHz verwendet werden.

Capacitors made from photoresist and silver-conducting-paste are used by professionals in laboratories up to 60 GHz.

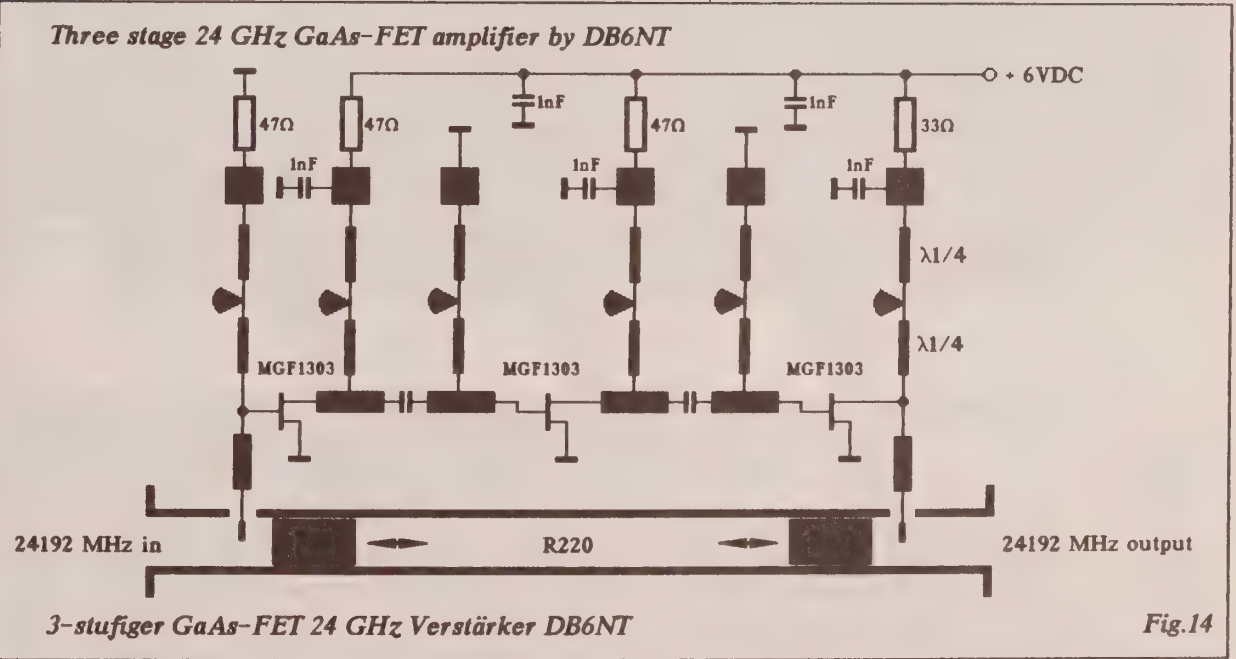
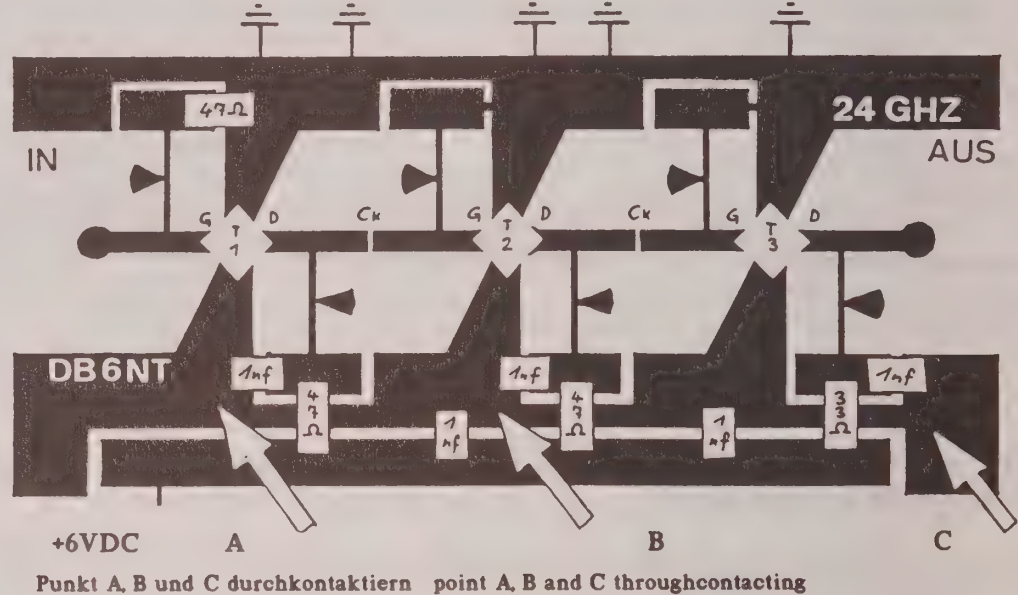


Bild 14 zeigt das Schaltbild des 3-stufigen GaAs-FET 24 GHz Verstärkers. Bild 14 und 15 zeigen den Bestückungsplan und das Platinen Layout.

Fig. 14 shows the circuit diagram of the 3-stage 24 GHz GaAs-FET amplifier. Fig. 14 and 15 shows the component side and the layout of PCB.

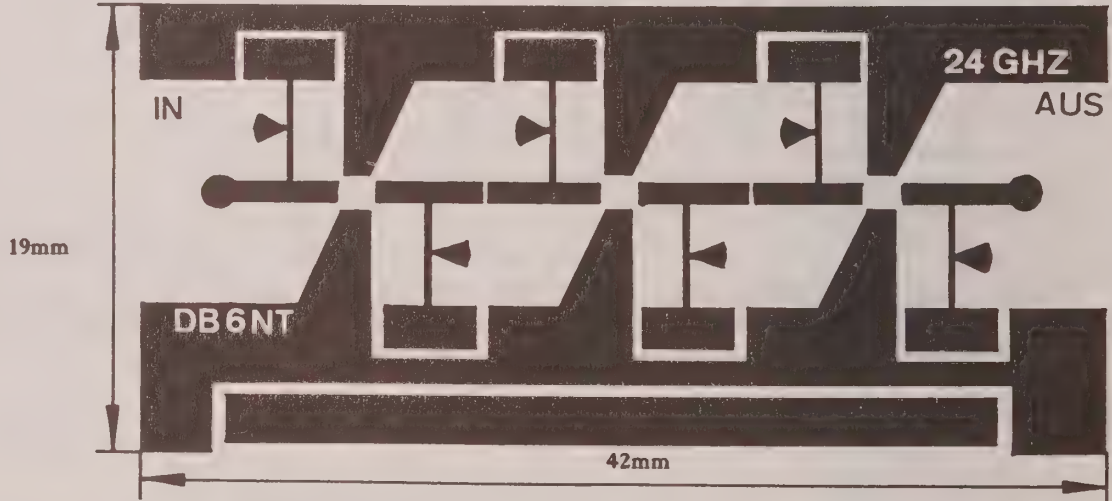
Component diagram three-stage 24 GHz-GaAs- FET-amplifier DB6NT



Bestückungsplan 3-stufiger 24- GHz- GaAs-FET-Verstärker DB6NT

Fig.15

Layout three-stage 24 GHz-GaAs-FET amplifier DB6NT-DUROID 5880-0.25mm



Leiteplatte 3-stufiger 24 GHz-GaAs-FET-Verstärker DB6NT - DUROID 5880-0.25mm

Fig.16

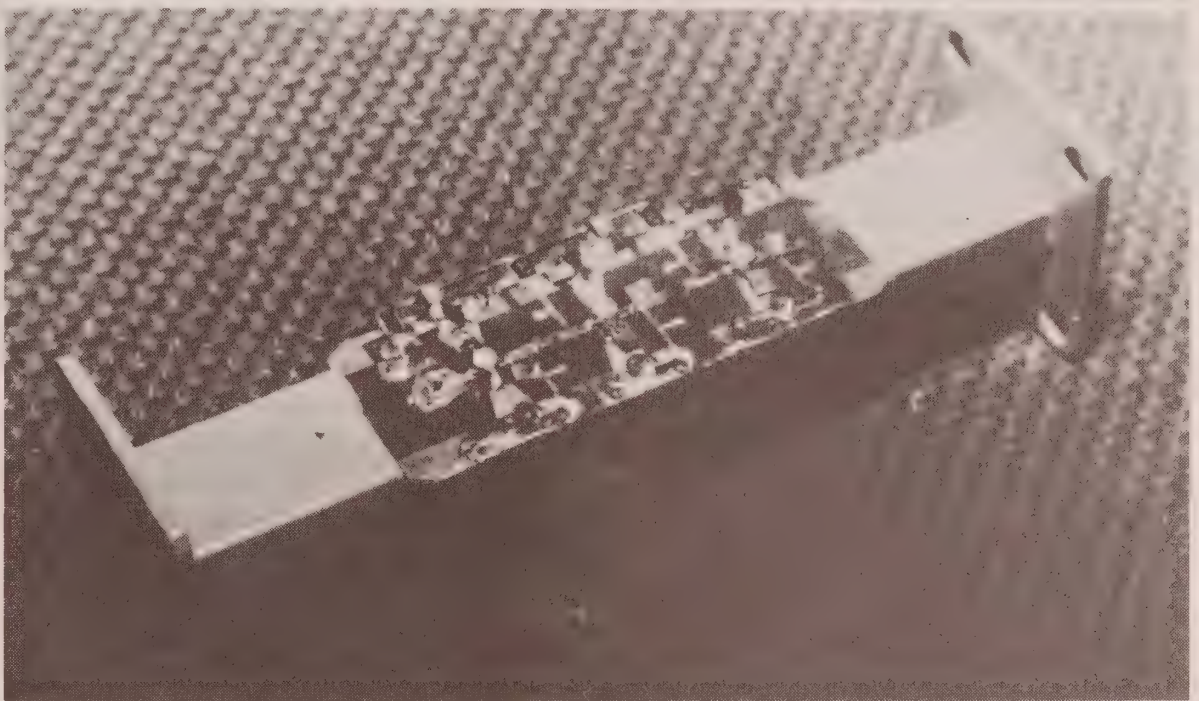


## Technische Daten des 24 GHz GaAs-FET-Verstärkers:

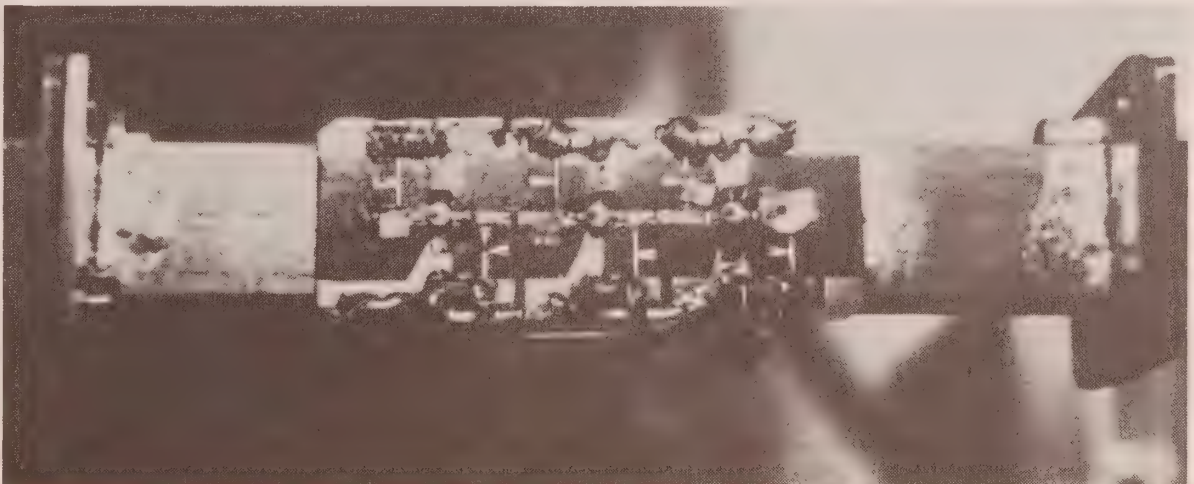
Bestückung: 3 x MGF1303. Verstärkung bei 3 dBm output = 18dB! Rauschzahl = 6dB ESB. Ausgangsleistung bei 1.6 mW Ansteuerung= 20mW (6V Betriebsspannung), bei 8V Betriebsspannung 30 mW.

## Performance of the 3-stage 24 GHz GaAs-FET-amplifier:

Component parts: 3 x MGF1303. Gain at 3dBm output = 18dB! Noise figure = 6dB ESB. Output power at 1.6 mW inputpower = 20 mW (6V supplyvoltage). at 8V supplyvoltage 30 mW.



*Three-stage 24 GHz-GaAs-FET-amplifier-3-stufiger 24 GHz GaAs-FET-Verstärker-DB6NT Fig.17*



*Three-stage 24 GHz-GaAs-FET-amplifier-3-stufiger 24 GHz GaAs-FET-Verstärker-DB6NT Fig.18*

# Erfahrungsbericht zum 24 GHz-Transverter nach DB6NT

von Jürgen Dahms, DC0DA, Brandbruchstr. 17, D-4600 Dortmund 30

Der in DUBUS 1/88 beschriebene Transverter wurde komplett nachgebaut. Für die Spiegelumschaltung verwende ich ebenfalls einen 4-Tor Hohlleiterschalter nach DK1UV.

## Zum Sende- Empfangsmischer:

Anstelle des teuren NE700 wurde im Sendemischer ein normaler MGF 1302 mit gutem Erfolg eingesetzt. Zusätzliche Anpassungsmaßnahmen waren nicht erforderlich. Der Sende- Empfangsbaugruppe wurde das 3-Kreis Hohlleiterfilter nach DB6NT vorgeschaltet und die Baugruppe mit ca. 8 mW Oszillatorleistung auf 12 GHz angesteuert. Trotz Verwendung einer niedrigen ZF von 144 MHz (FT290R) konnte bei einer Senderausgangsleistung auf der Nutzfrequenz 24192 MHz von ca. 0.5 mW eine LO-Unterdrückung von fast 12 dB erreicht werden. Die Spiegelfrequenz, sowie die übrigen Harmonischen waren dabei um mehr als 16 dB unterdrückt (siehe Plotterdiagramm vom Analyser). Das Empfangsteil arbeitet völlig problemlos, ohne irgendeine Schwingneigung zu zeigen und ist wesentlich empfindlicher als mein Erstaufbau nach DB6NT mit Diodenmischer. Anstelle des BFQ69 wurde der äquivalente Typ BFQ65 eingesetzt.

## Konzept einer Abgleichhilfe:

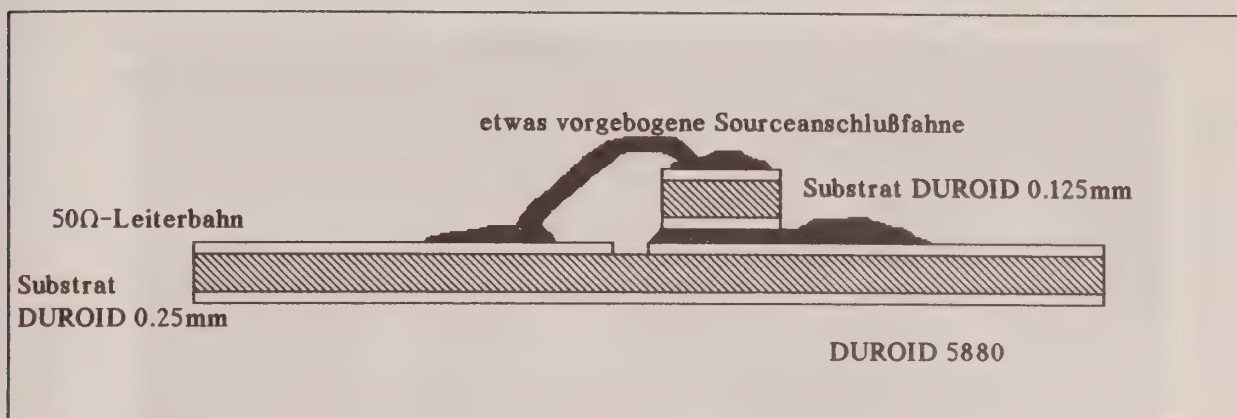
Wie kann diese Baugruppe inklusive Hohlleiterfilter OHNE Spektrumanalyser optimiert werden, speziell bei niedrigen Zwischenfrequenzen? Hierzu möchte ich folgenden Weg kurz beschreiben, der sich schon mehrmals in der Praxis bei mir bestens bewährt hat und neben einem Abgleich am Analyser die genaueste Methode darstellt.

Nach der Skizze wird ein einfacher Diodenvervielfacher bzw. Detektor aufgebaut. Weitere Voraussetzung ist ein 9cm-Konverter und eine 10 GHz-Signalquelle (es geht auch ein 1152 MHz-Signal aus einer LO-Aufbereitung). Im Blockdiagramm habe ich die Abgleichhilfe für die Senderoptimierung schematisch aufgezeigt. Wichtig hierbei ist, daß die Pegel über verlustreiches Kabel *direkt* auf die Baugruppe eingespeist werden und keine Energie durch den Freiraum übertragen wird (der Diodenvervielfacher bzw. -mischer sollte daher mittels Blechkästchen abgeschirmt werden). Die eigentliche Optimierung der 24 GHz- Baugruppe erfolgt nun durch Beobachten des verwertbaren Nutzsignales mit Hilfe des S-Meters am schmalbandigen ZF-Nachsetzers. Auch eine Beurteilung des SSB-Signales durch Abhören mit dem Kopfhörer ist möglich. In ähnlicher Weise kann auch der Empfänger optimiert werden, wie im Blockschaltbild dargestellt. Die beschriebene Methode führt sehr verläßlich und immer zum Ziel. Reine Messungen mit einem breitbandigem Bolometer können bei Verwendung niedriger Zwischenfrequenzen sehr leicht zum Fehlableich führen!

## Zum Sende- bzw. Empfangsverstärker:

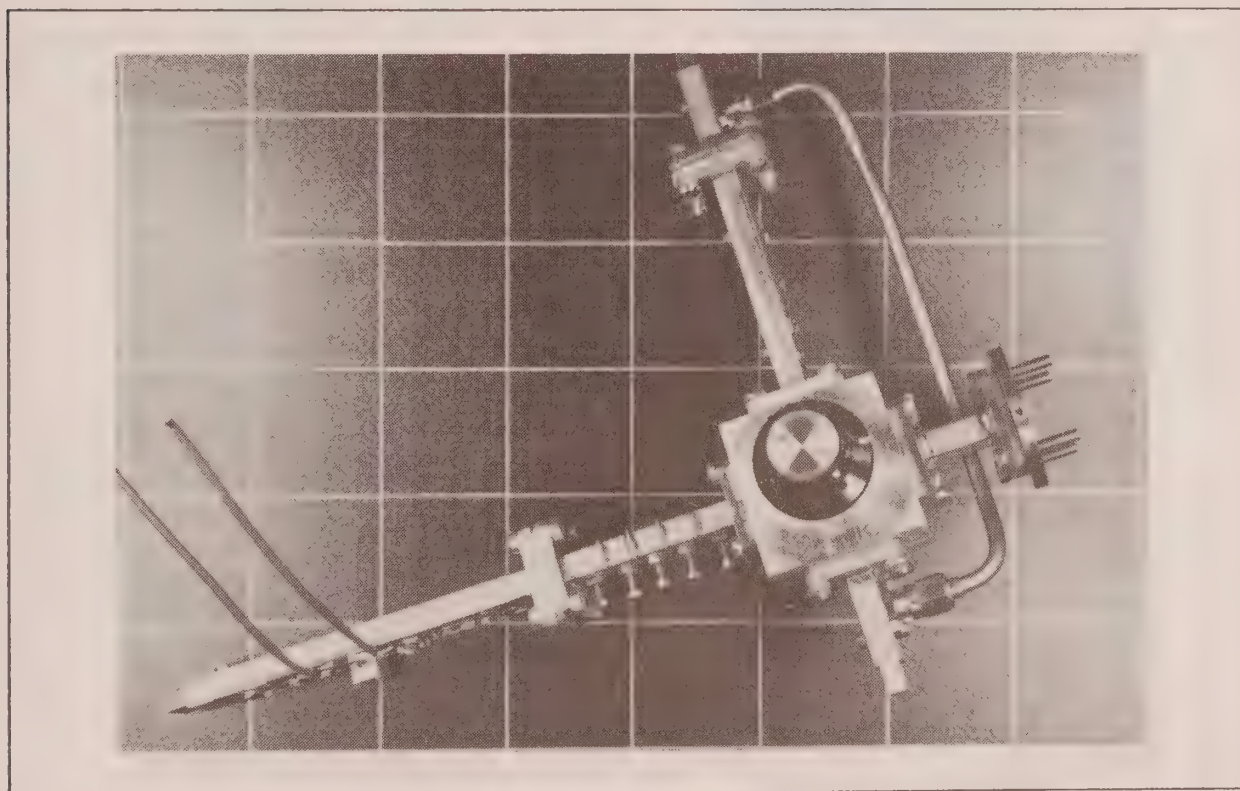
Auch diese Baugruppe ließ sich ohne Probleme nachempfinden. Eingesetzt wurden 3x MGF1303 des preisgünstigsten Types. Hier waren allerdings, wie auch DB6NT bereits beschrieben hat, am Ein- und Ausgang direkt an den Koppelstiften größere Optimierungsfahnen notwendig. Zwischen den einzelnen Verstärkerstufen wurden neben den selbstgebaute Koppelkondensatoren (0.125mm starkes DURO-ID 5880, 1x1mm, einseitig auf Leiterbahn gelötet, Verbindung zur weiterführenden Leiterbahn mittels aufgelöteter abgeschnittener Sourceanschlußfahne) Fähnchen aus abgeschnittenen Sourceanschlüssen angelötet und mittels Holzstab durch Hochbiegen optimiert.





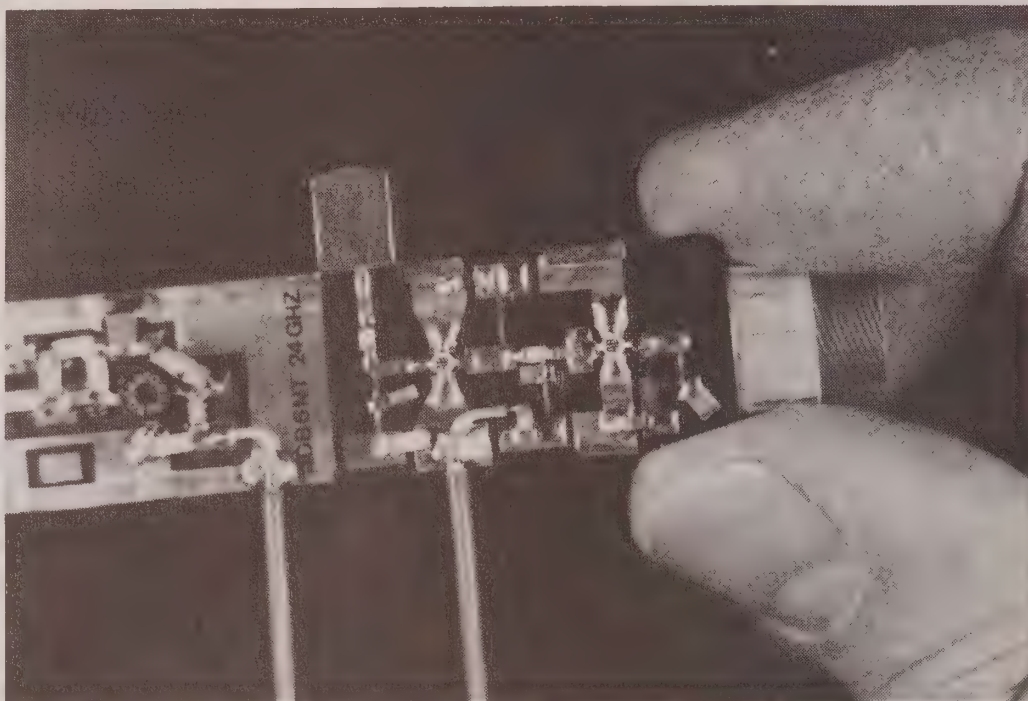
Kompensationsfahnen an den Source-Durchkontaktierungen erbrachten bei meinem Aufbau kaum eine Verbesserung in der Durchgangsverstärkung; sie wirkten auch nur bei dem mittlerem GaAs-FET. Die Fahnen müssen direkt am FET-Gehäuse, dort wo das Source-Fähnchen heraustritt, angelötet werden. Der Baustein arbeitet bei mir ohne Schwingneigung sowohl als Sende-, als auch als Empfangsverstärker bei 8V Versorgungsspannung und 16 dB Durchgangsverstärkung.

Das Resultat eines optimierten Verstärkers von DB6NT in einem geschlossenen Aluminiumgehäuse mit Hohlleiter- Ein- und Ausgang ist aus den Plotterdiagrammen ersichtlich. Wie aus der Verstärkungskurve hervorgeht, trägt der Baustein sogar noch zur weiteren Selektion des Transvertersystems bei. Ebenfalls ist das relativ gute Eingangs SWR erkennbar und meßtechnisch dargestellt. Leider konnte bislang die Eingangsrauschzahl in Ermangelung einer geeigneten Rauschquelle mit stoßstellenarmen Hohlleiterübergang nur über Vergleichsmessungen ermittelt werden. Sie liegt nach Erfahrungen von DB6NT und mir weit unter 10dB.

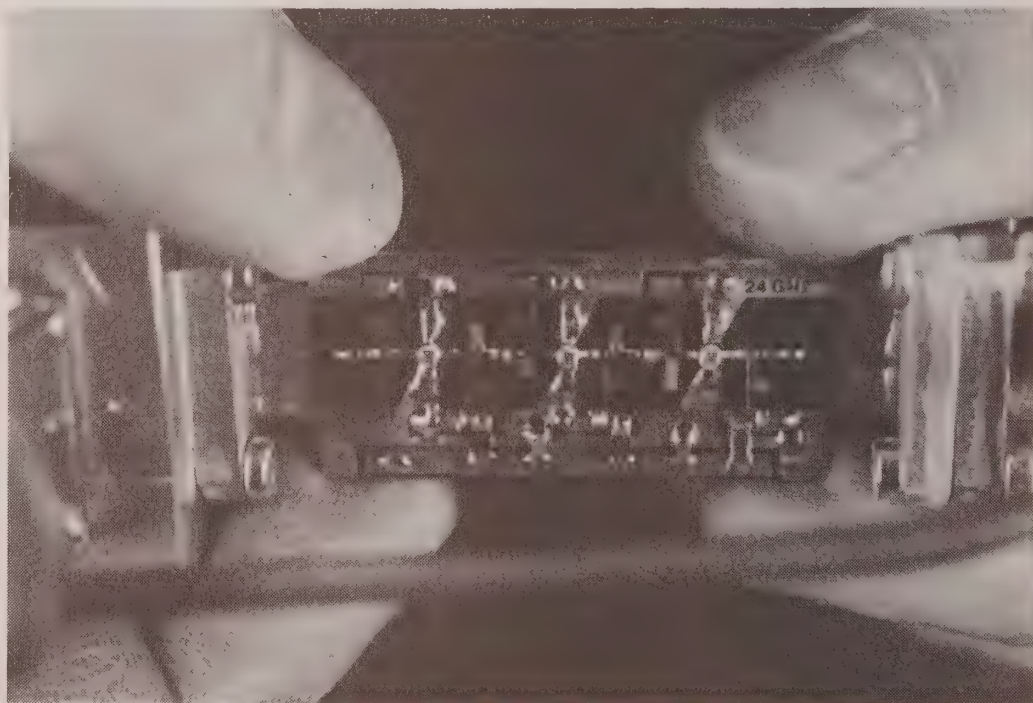


*24 GHz-Transverter nach DB6NT von DC0DA*





*24 GHz-Transverter Mischer und LO nach DB6NT von DC0DA*



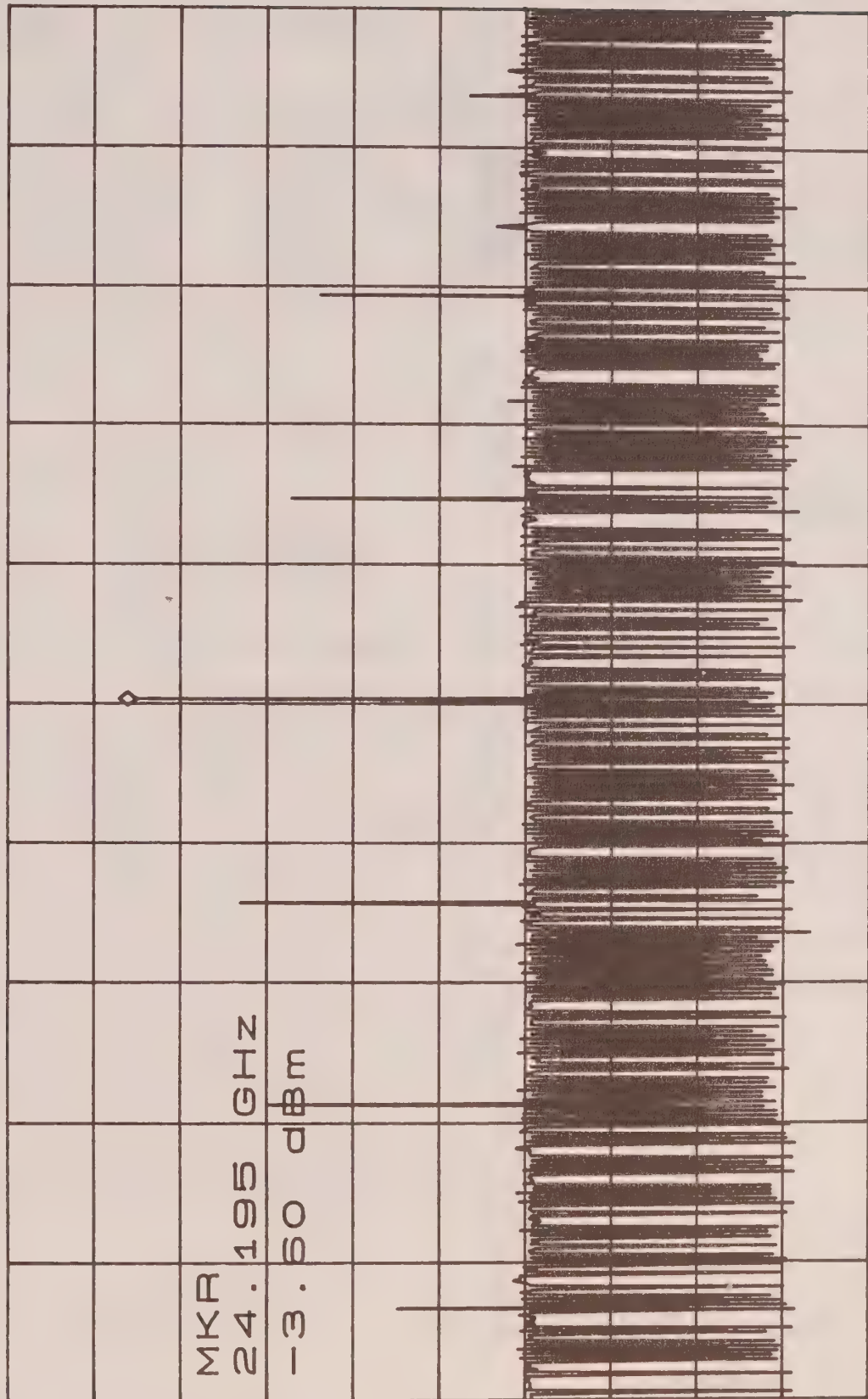
*3-stufiger 24 GHz Verstärker nach DB6NT von DC0DA*

+ ca. 1dB Semirigid K. UT441 SHA-St. insg. 30c, N-St.

ATTEN 30dB  
RL 11.4dBm

MKR -3.60dBm  
24.195GHz

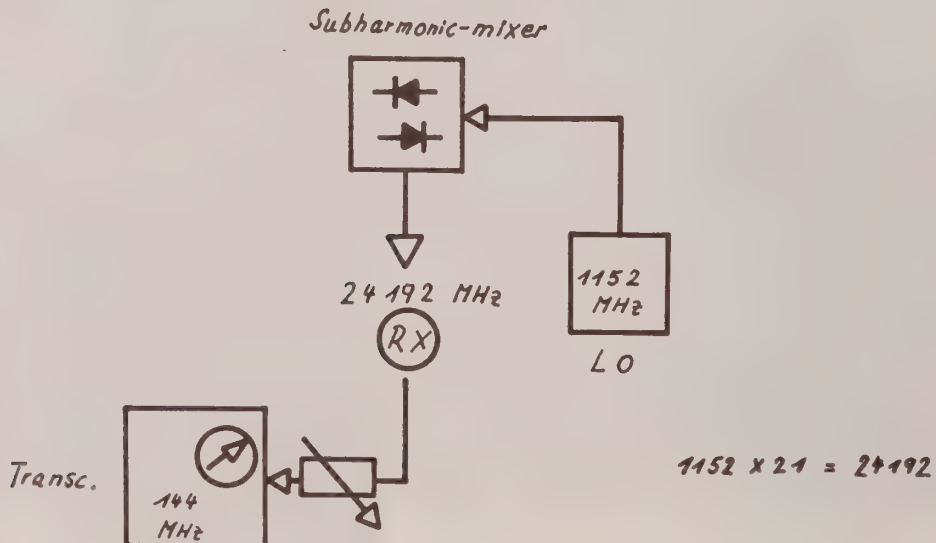
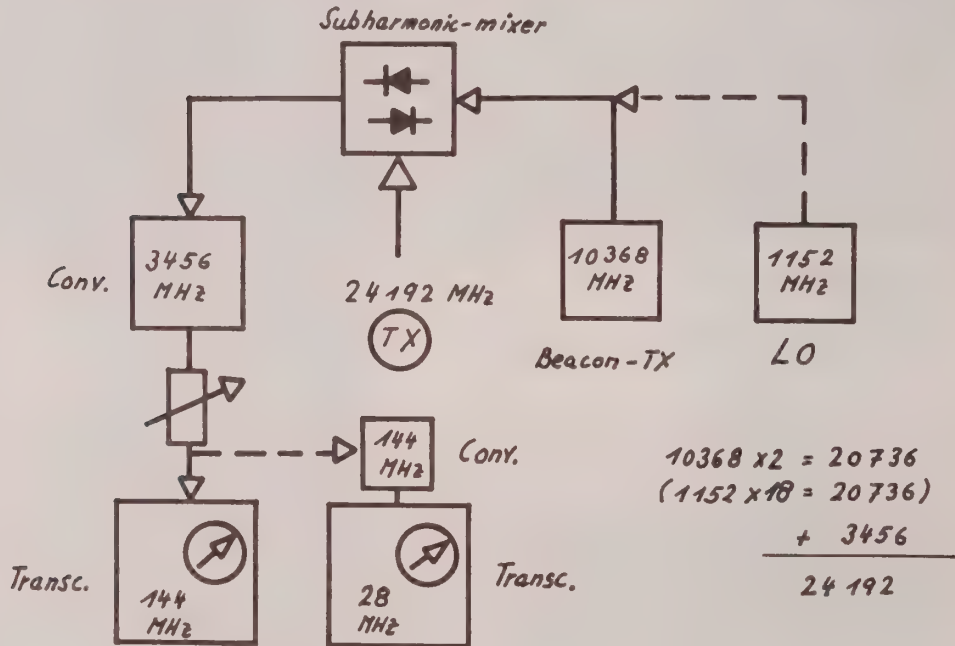
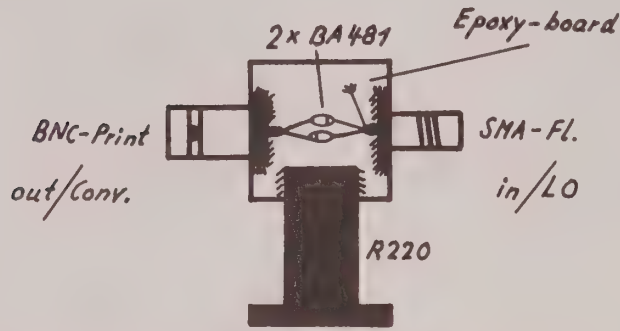
± 550μW



CENTER 24.192GHz  
\*RBW 10KHZ  
SPAN 1.000GHz  
SWP 30sec  
VBW 10KHZ

Einfacher „Vervielfacher“ (zur Optimierung des RX)

Einfacher „Dedektor“ (zur Beurteilung u. Optimierung des TX)





**VILTRON**

800 NETWORK ANALYZER

MODEL: DB6NT  
DEVICE: 24GHZ\_VERST

DATE: 12\_3\_88  
OPERATOR: KUHNE

START: 23.9720 GHz  
STOP: 24.4940 GHz  
STEP: 18.0 MHz

GATE START:  
GATE STOP:  
GATE:  
WINDOW:

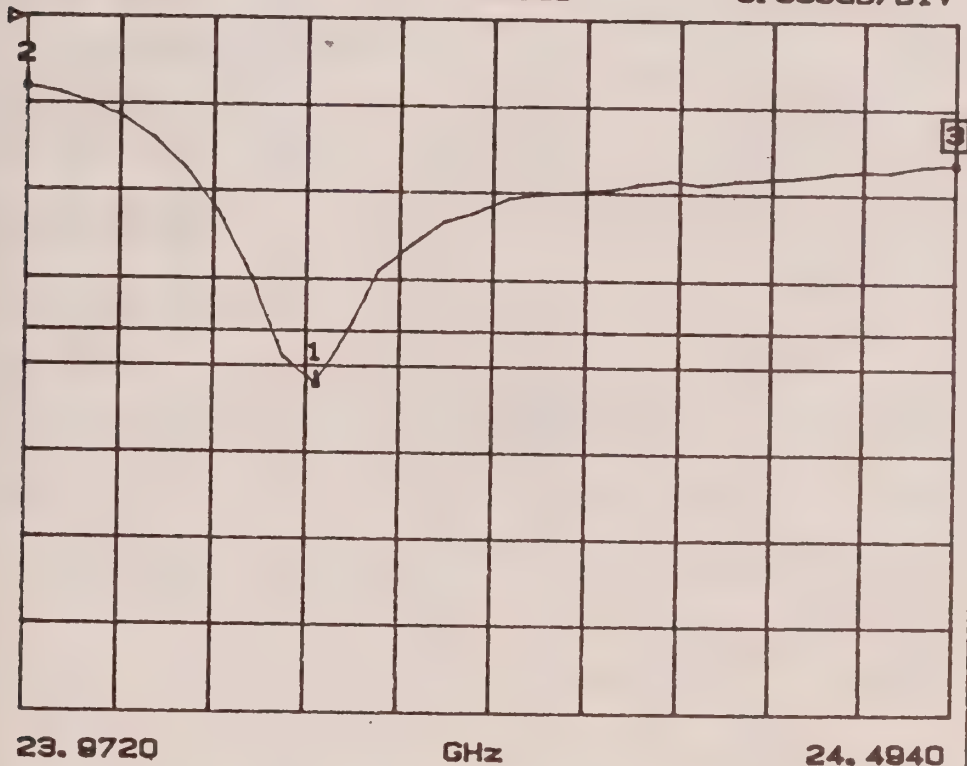
ERROR CORR: 12 - TERM  
AVERAGING: 10 PTS  
IF BNDWTH: REDUCED

### S11 FORWARD REFLECTION

LOG MAG.

▷REF=0.000dB

5.000dB/DIV



READOUT LIMIT  
FREQUENCIES

-LOG MAG-

▷LIMIT 1 (REF)  
0.000 dB

LIMIT 2  
-18.000 dB

LIMIT Δ(1-2)  
18.000 dB

FREQUENCIES  
AT LIMIT 2

24.1088 GHz

24.1525 GHz

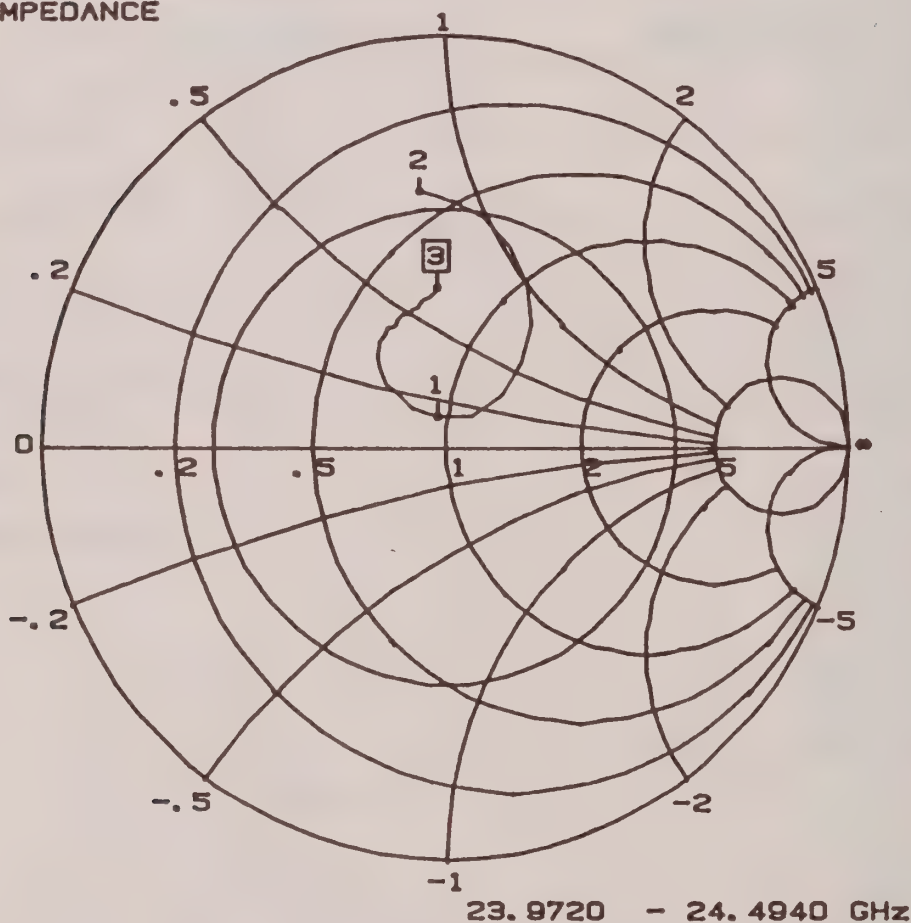
VILTRON

360 NETWORK ANALYZER

MODEL: DB6NT      DATE: 12\_3\_88  
DEVICE: 24GHZ\_VERST      OPERATOR: KUHNE

START: 23.9720 GHz      GATE START:      ERROR CORR: 12 - TERM  
STOP: 24.4940 GHz      GATE STOP:      AVERAGING: 10 PTS  
STEP: 18.0 MHz      GATE:      IF BNDWTH: REDUCED  
WINDOW:

S11 FORWARD REFLECTION  
IMPEDANCE



CH 1 - S11  
0.000 p dly

MARKER 3  
24.4940 GHz  
35.814  $\Omega$   
32.688  $j\Omega$

▷MARKER TO MAX  
MARKER TO MIN

1 24.1340 GHz  
47.663  $\Omega$   
7.089  $j\Omega$

2 23.9720 GHz  
18.787  $\Omega$   
40.948  $j\Omega$

**WILTRON**

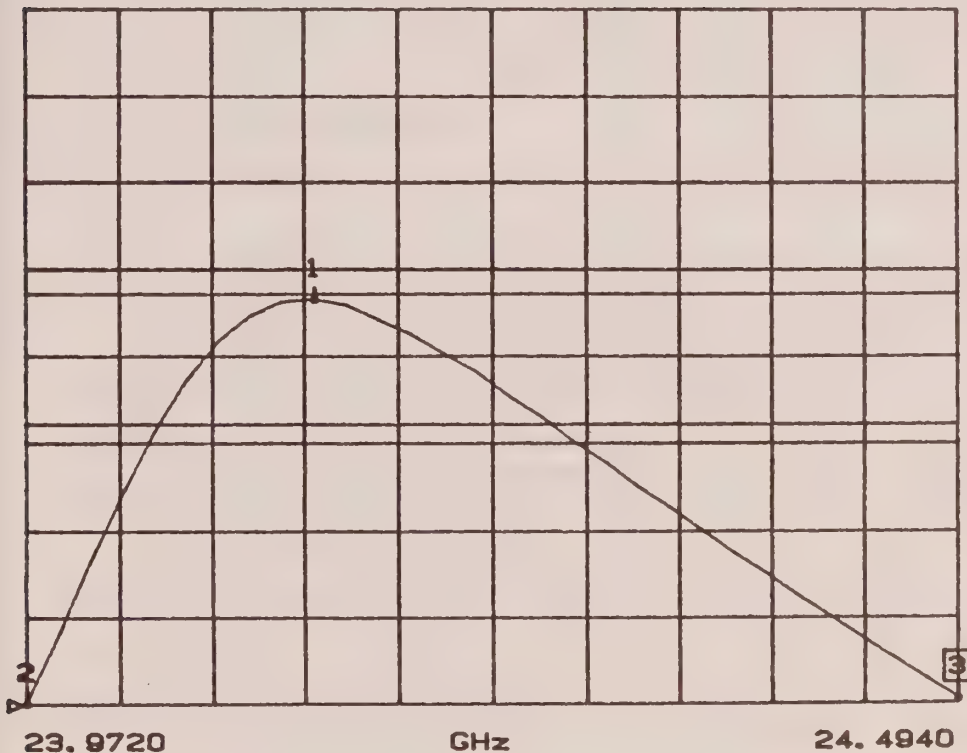
## 350 NETWORK ANALYZER

MODEL: DB6NT                      DATE: 12\_3\_88  
DEVICE: 24GHZ\_VERST              OPERATOR: KUHNE

```
START: 23.9720 GHZ      GATE START:      ERROR CORR: 12 - TERM
STOP:  24.4940 GHZ      GATE STOP:      AVERAGING:  10 PTS
STEP:   18.0  MHz       GATE:              IF BNDWTH: REDUCED
                        WINDOW:
```

S21 FORWARD TRANSMISSION

LOG MAG.      ▷REF=10.000dB      2.000dB/DIV



## READOUT LIMIT FREQUENCIES

-LOG MAG-

LIMIT 1 (REF)  
19.400 dB

LIMIT 2  
18.400 dB

PLIMIT A(1-2)  
3.000 dB

FREQUENCIES  
AT LIMIT 2

24.0461 GHz

**24,2655 GHz**



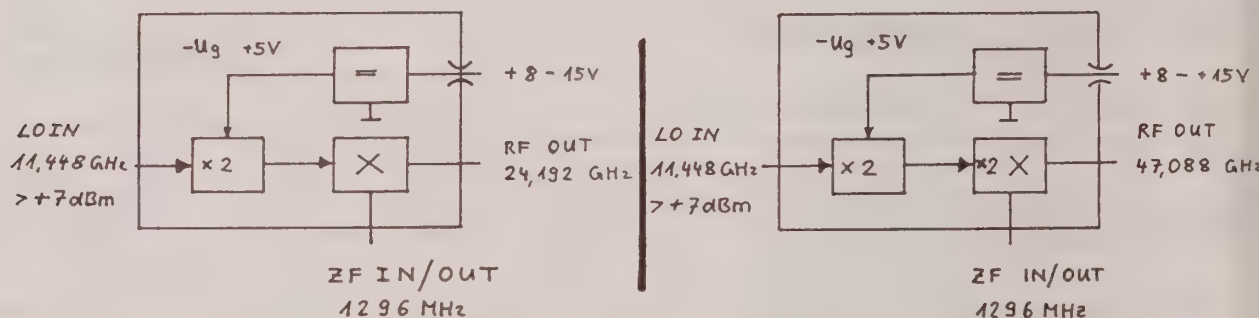
# SSB-Millimeterwellen-Baugruppen

## 24 und 47 GHz

Erich Zimmermann, HB9MIN  
CH-4579 Gossliwil

### 1. 11,5 auf 23GHz LO Verdoppler, 24GHz Mischer

Die von mir an der VHF-UHF München 1988 vorgestellten Schaltungen (12 auf 24GHz Verdoppler, Mischer) wurden auf einem Print vereinigt, auf welchem auch die Spannungsversorgung in SMD Technik integriert wurde. Der Vorteil dieser Baugruppe liegt darin, dass sie auf der halben LO-Frequenz von 11,5GHz angesteuert werden kann. Der Mixer ist für Senden und Empfang geeignet. Das Modul lässt sich mit Filter, Relais und Verstärker zu einem Transverter weiter ausbauen.



Das 11,5GHz LO Signal von min. 5mW gelangt an den GaAsFet, wo es verdoppelt wird. Die am Drain angeschlossene, auf der Eingangsfrequenz  $\lambda/4$ -lange Leitung, unterdrückt die 11,5GHz am Ausgang. Ihre Länge und Position beeinflusst entscheidend den Wirkungsgrad. Die exakte Länge beträgt für die Eingangsfrequenz 11,44GHz: 4,65mm. Für 432 MHz ZF, F LO= 11.88GHz: 4,48mm. Die GaAsFet-Verdoppler können bei zwei verschiedenen Arbeitspunkten betrieben werden: bei  $V_{gs}=0V$  oder  $V_{gs}$  etwa 1V unterhalb der Pinchoff-Spannung. Mit dem Poti kann  $V_{gs}$  auf den besten Wirkungsgrad eingestellt werden. Nach gutem Abgleich stehen auf 24GHz ca. 5mW zur Verfügung. Der nachfolgende Rat-Race Mischer hat sich mehrfach, mit guten Eigenschaften bezüglich LO Unterdrückung und Conversion Loss bewährt. Versuche, gehäute BAT 14 zu verwenden, schlugen fehl. Auf Anhieb Erfolg bringt der Einsatz von Beam-Lead-Dioden mit max. 0,15 pf  $C_t$  (hp HSCH 5312, HSCH 5310, BAT 14-110S). Erreicht wurden 7dB Mischverlust und 20dB LO Unterdrückung. Die max. erzielbare ESB Ausgangsleistung liegt bei 1mW.

## 2. Aufbauhinweise

Die Leiterplatte aus PTFE (RT 5870 Er2.33 0,25 mm) ist 40x27mm gross. Bei den im Bestückungsplan eingezeichneten dicken Balken ist eine Massedurchkontaktierung aus dünner Kupferfolie erforderlich. Mit einem Skalpell wird die Leiterplatte aus ca. 2mm Länge geschlitzt, die Kupferfolie durchgestossen und beidseitig umgebogen, flach gepresst und verlötet. Der Radialstübchen im Mischer wird an dessen Spitze mit einem 0,1mm dünnem Draht durch kontaktiert und an Masse gelegt (im Bestückungsplan mit Punkt gekennzeichnet).

Besonders beim Fet ist eine saubere Erdung wichtig. Danach wird die Leiterplatte ins Gehäuse geklebt oder gelötet. Nach dem Bestücken und Prüfen der Spannungsversorgung wird der Fet eingelötet. Noch ein Hinweis zu den HF-Koppel-C's: für 12GHz eignen sich 0,5pf SMD Chip der Grösse von 0805. Für 24 GHz können die C's aus 0,12mm dickem RT-Duroid selbst hergestellt werden. Bevor man als Letztes die Beam-Lead-Dioden mit Silberkleber einbaut, muss die Schaltung mit Nitroverdünner, Freon o.ä. von Flussmittelresten gereinigt und mit Pressluft ausgeblasen werden. Um Aufbau-toleranzen aufzufangen und den Einsatz von verschiedenen GaAsFet's zu ermöglichen, sind die Anpasselemente nicht gedruckt. Der Abgleich geschieht, in dem man die abgeschnittenen Fet Anschluss-fahnen wie angedeutet in Länge und Position verschiebt.

## 3. Abgleichvorgang

1. Speisespannung anlegen, Vgs auf ca. 5mA Drainstrom stellen.
2. - 10dBm LO Ansteuerung geben.  
- Eingangsanpassung auf max. Drainstrom abstimmen.
3. - Ein 24192Mhz Filter vor dem Powermeter anschliessen,  
10mW ZF einspeisen.  
- Anpassung am Verdoppler Ausgang auf max. Ausgangsleistung abstimmen.
4. LO Eingangsleistung auf 5mW reduzieren, mit Vgs den optimalen Arbeitspunkt suchen. Ein- und Ausgangsanpassung des Fet's nochmals optimieren.
5. Zum Schluss wird die ZF-Anpassung auf kleinstes VSWR optimiert.

### Aufbauhinweise

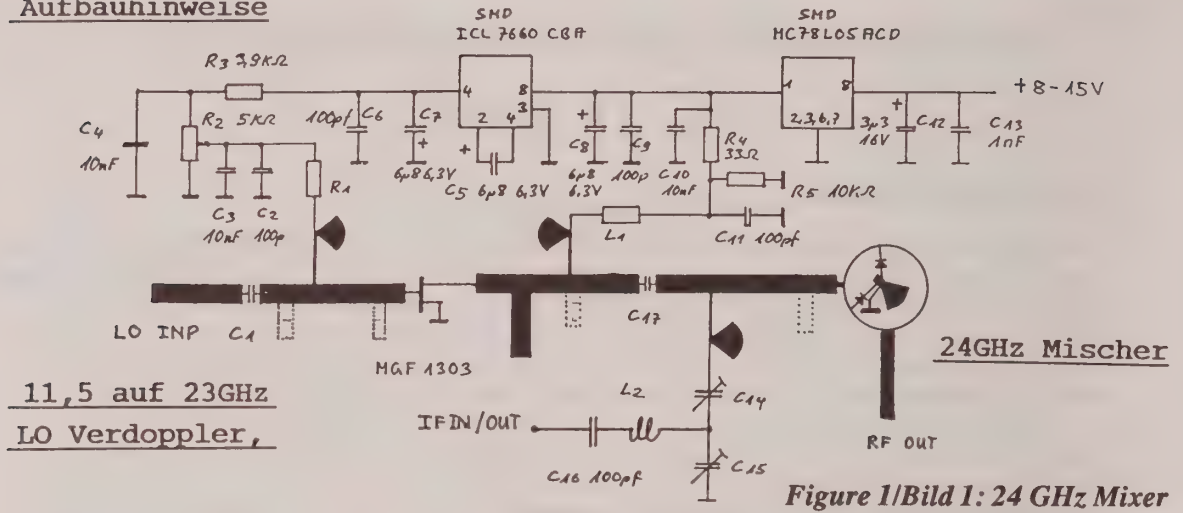


Figure 1/Bild 1: 24 GHz Mixer

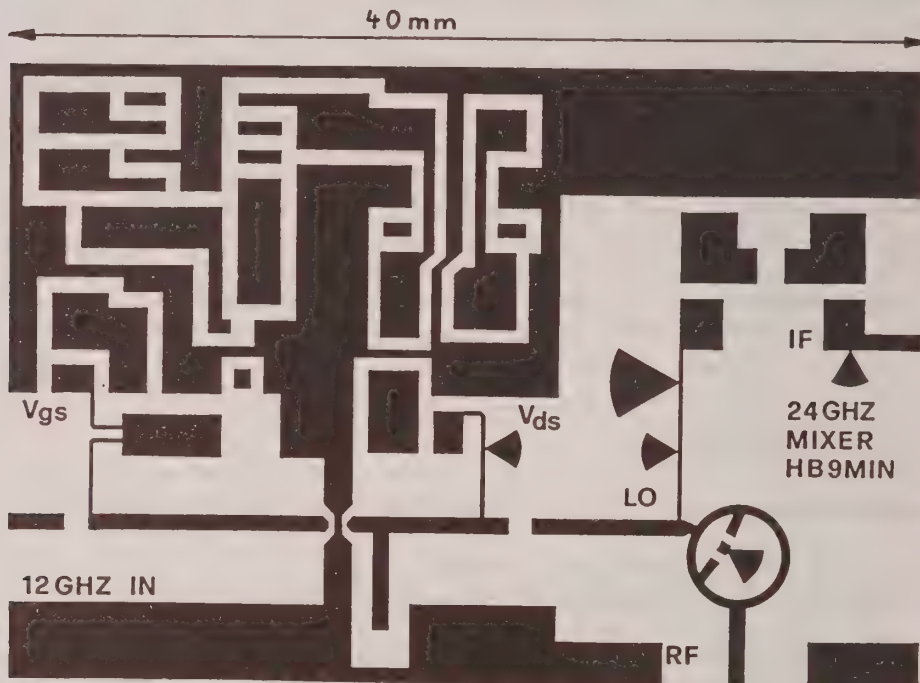


Figure 2/Bild 2: PCB 24 GHz Mixer

### 1. 24 GHz Mixer with LO-Doubler

In 1988 the circuits for a 24 GHz mixer and a 11.5 to 23 GHz doubler have been introduced on the VHF/UHF convention in Munich. These circuits have been integrated onto one PCB including the power regulation circuits. The mixer can be used with an ordinary 11.5 GHz LO and is applicable as an up-converter for transmit and as a down-converter for receive. By completion with a relais, filter and amplifiers a complete transverter module for 24 GHz can be built.

The LO-signal with a power level of 5 mW at 11.5 GHz is doubled with the MGF-1303 LO-doubler. A quarter wave line at the output cares for supression of the 11.5 LO-signal and determines the doubling efficiency of the GaAs-FET. It's length is 4.65 mm for 11.44 GHz LO-frequency (i.e. IF-frequency of 1296 MHz) and 4.48 mm for a 11.88 GHz LO-frequency (i.e. IF-frequency of 432 MHz). The GaAs-



## Technical Reports: SSB-Millimeterwellen-Baugruppen by HB9MIN

Fet doubler can be used with different bias voltages. 'Good' voltages are  $V_{gs} = 0\text{ V}$  or  $V_{gs} = V_p - 1\text{ V}$ . With trimpot R2 the appropriate voltage can be chosen for maximum efficiency. The output power on

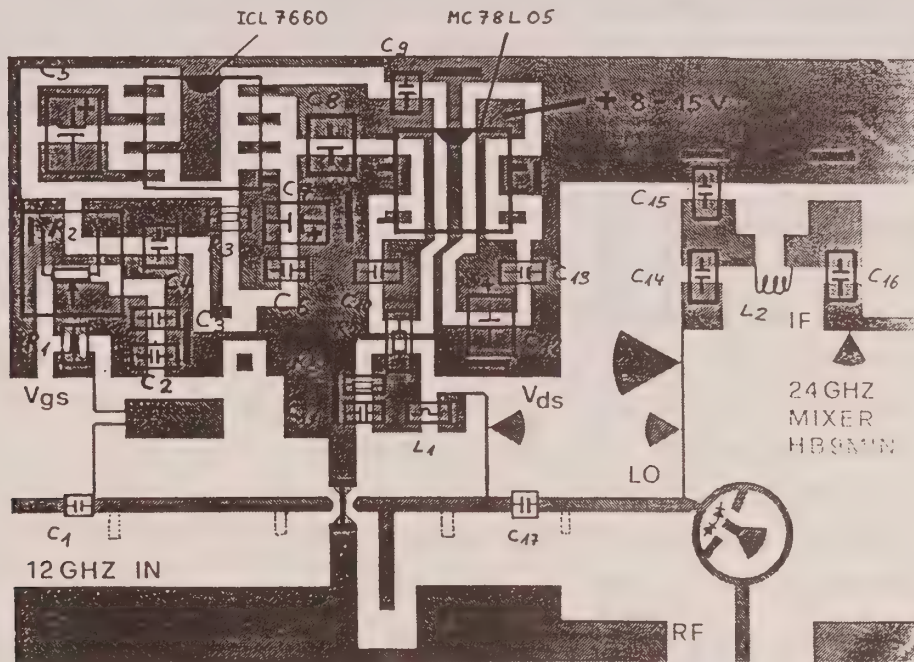


Figure 3/Bild 3: Component Layout 24 GHZ Mixer

24 GHZ has a typical value of 5 mW. This power drives a classical rat-race mixer, which has proven properties concerning the LO-rejection and conversion loss. Important is the selection of usable mixer diodes. Experiments with BAT-14 had been a complete failure. An immediate success was possible with beam-lead diodes like HP-HSCH5312/5310 or Siemens BAT14-110S. These diodes have a capacitance of 0.15 pF only. The performance feature measured are a conversion loss of 7 dB and a LO-rejection of 20 dB. Maximum output power is about 0 dBm (1 mW).

### 2. Construction Details

The mechanical dimensions of the PCB (DUROID RT5870 with 0.25 mm thickness) are 40 x 27 mm. The through-'holes' in the PCB are marked with black stripes in the component layout above (Figure 3). At these locations small slashes are cut through the PCB with a sharp knife and stripes of 0.1 mm copper foil soldered on both sides makes a good ground connection. The radial stub in the mixer should be grounded by a 0.1 mm copper wire.

Especially the gain of the RF-stage is dependent on a good ground connection. After inserting all components and check of the power supply the GaAs-Fets can be soldered in. The coupling caps are 0.5 pF SMD-Chips with a size of 0805. On 24 GHz one can construct small caps from 0.12 mm RT-Duroid. After cleaning the beam-lead diodes are glued into the PCB with silver glue. The matching elements are not printed to allow use of various types of GaAs-Fets. The cut leads of these GaAs-Fets are used for matching instead. The position of the open stubs is indicated in Figure 3. Tuning is done by trial and error.

### 3. Tuning

1. Apply voltage and adjust  $V_{gs}$  for an Id of 5 mA

## Technical Reports: SSB-Millimeterwellen-Baugruppen by HB9MIN

2. Apply LO with an power of -10 dBm. Adjust input circuit of doubler for maximum Id.
3. Connect power meter to 24 GHz output. Include Filter. Apply + 10 dBm of IF-power. Adjust matching on doubler output for maximum output on 24 GHz
4. Reduce LO-power to 5 dBm. Adjust Vgs for maximum output. Adjust input and output match again.
5. Adjust IF-match for lowest return loss.

### **4. Bauelemente/Components**

C1 0,5pf SMD Keramikkond. 0805

C2, C4, C6, C9, C10, C11, C13, C16 SMD Keramikkond. Grösse 0805

C5, C8, C12, SMD Tantal Kondensatoren 2,8 x 3,4mm.

C14, C15 optimieren auf gutes ZF-VSWR

L1 TDK SMD Ferritperle oder 10 wird Grösse 0805

R1, R3, R5 SMD Widerstände Grösse 0805

R1 Potmeter SMD 8 EVM-7YS Panasonic

IC ICL 7660 CBA, MC78L05ACD in S08 Gehäuse

5310, 5312, BAT 14-110S

Dioden Beam-Lead HSCH

### **47 GHz Subharmonic Mixer**

Diese Baugruppe basiert auf dem beschriebenen 24GHz Verdoppler-Mischer Modul mit dem Unterschied, dass der Mischer durch ein Oberwellenmischer ersetzt wurde. Diese Schaltung ist mit 0,1mW Ausgangsleistung und 15dB Umsetzverlust sicher nicht optimal, aber für die ersten Versuche gut geeignet. Als beste Lösung scheint mir das 23GHz LO Signal auf 100mW zu verstärken und anschliessend zu verdoppeln. Das ergibt ca. 8mW, was ausreicht um ein Rat-Race Mixer anzusteuern. Die ersten Versuche in dieser Richtung waren erfolgsversprechend.

### **6. Aufbau und Abgleich**

Wie in der Einleitung gesagt, entspricht der Fet-Verdoppler in Aufbau und Abgleich dem des 24GHz Moduls. Die PTFE Leiterplatte hat die gleichen Abmessungen 40x27mm (RT 5870 Er 2,33 0,25mm). Der Mischer benötigt zwei antiparallel geschaltete Beam-Lead-Dioden mit möglichst kleiner Kapazität, kleiner 0,1pf (HSCH 5310 oder GaAs Beam-Lead-Diode HSCH 9101 C max. 0,05pf). Der HF-Ausgang lässt sich mit einem Stück UT85 SR-Kabel (ohne Mantel) als Koax-Hohlleiterübergang realisieren. Natürlich eignen sich auch Koaxstecker, jedoch ist auf eine Impedanz gerechte Konstruktion des Überganges Stecker-Gehäusewand-Streifenleitung zu achten. Als Stecker eignen sich RPC65 CS, SSMA, K-Stecker, 2,4mm Stecker, V-Stecker.



**Technical Reports: SSB-Millimeterwellen-Baugruppen by HB9MIN**

Auch bei diesem Modul wird vor dem Einbau der Beam-Lead-Dioden die Schaltung gereinigt.  
Als Abgleichinstrument ist als Folge der vielen verschiedenen vorhandenen Frequenzen wegen, ein Powermeter ungeeignet. Hier hilft nur ein Spektrumanalyzer. Zum Abgleich wird 10mW LO und 1mW ZF Leistung eingespiessen. Nun wird die Anpassung mit Stub's auf max. Nutzsignal bei 47,088GHz optimiert. Zuerst der Verdoppler abstimmen und erst danach den Mischer anpassen! Zuletzt wird noch das ZF-seitige VSWR verbessert.

**47GHz harmonischer Mischer**

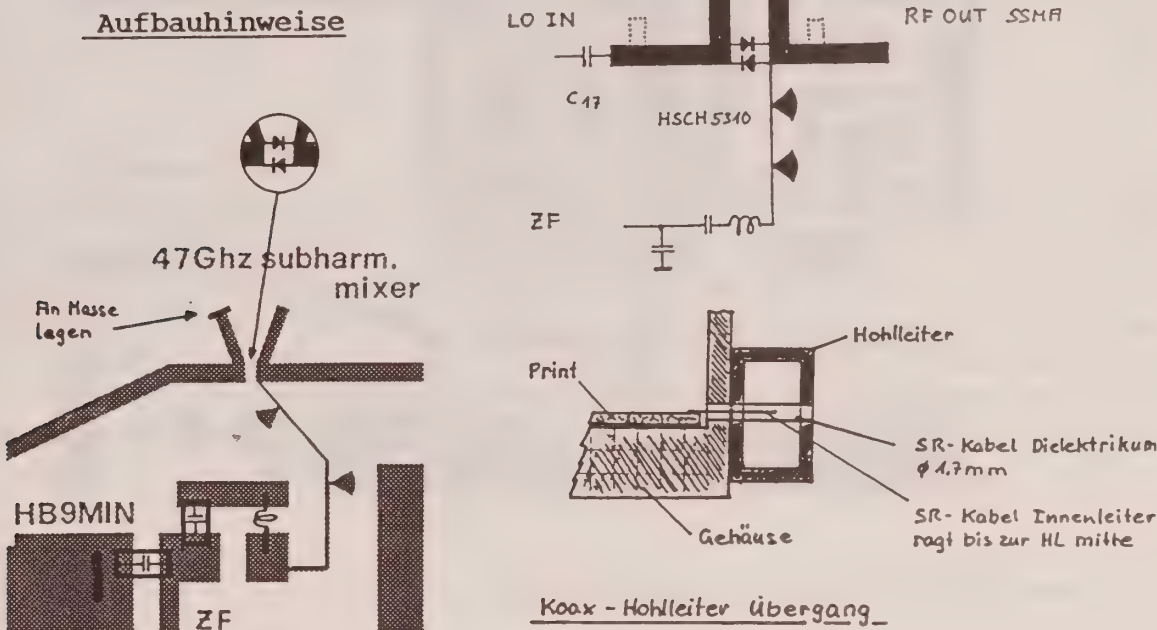


Figure 4/Bild 4: 47 GHZ Subharmonic Mixer

**5. Lo-doubler to 23 GHz and 47 GHZ subharmonic mixer**

The 47 GHz converter is roughly the same as the 24 GHz module. The main difference is the construction of the mixer, which has been chosen as a subharmonic mixer. This circuit achieves a conversion loss of 15 dB and has a maximum output power of 0.1 mW. That's not an optimal solution but works fine for the first trials on 47 GHz. A better solution would be to amplify the 23 GHz LO to 20 dBm (100 mW) and construct a doubler for 47 GHz. A power of 8 mW can be achieved. That's sufficient for a rat-race mixer on 47 GHz. First experiments into this direction have been undertaken by the author.

**6. Construction and Tuning**

Construction is roughly the same as for the 24 GHz module. The subharmonic mixer uses two beam-lead diodes with a very small junction capacity, i.e. the HP-HSCH5310 or even better the HP-HSCH9101. The output can be constructed as a waveguide transition with a piece of UT85 semirigid cable with sleeve removed. Coaxial connector, which can be used, are the RPC65SS, SSMA, K-type, V-type or 2.4 mm connectors.



### Technical Reports: SSB-Millimeterwellen-Baugruppen by HB9MIN

For tune up a power meter is not recommended, because of the many frequencies which are part of the output spectrum. Only a spectrum analyzer can be used under these circumstances. For tune up a LO-power of 10 mW is necessary. The IF-power can be chosen as 1 mW. At this power level the output signal at 47.088 GHz is optimized. First the doubler has to be tuned and afterwards the mixer should

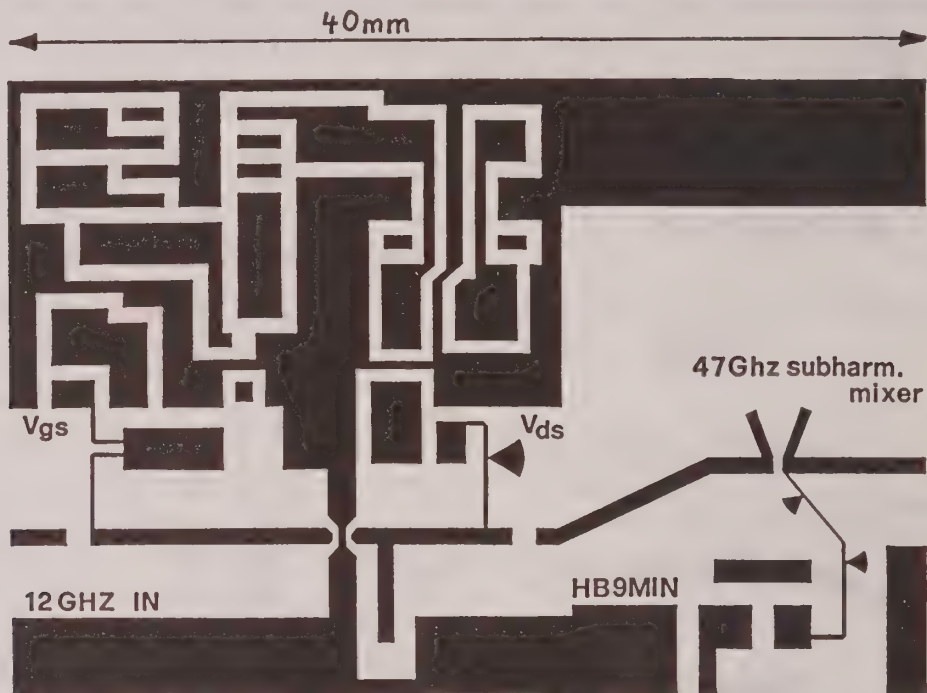


*Figure 5/Bild 5: 47 GHZ Subharmonic Mixer PCB*

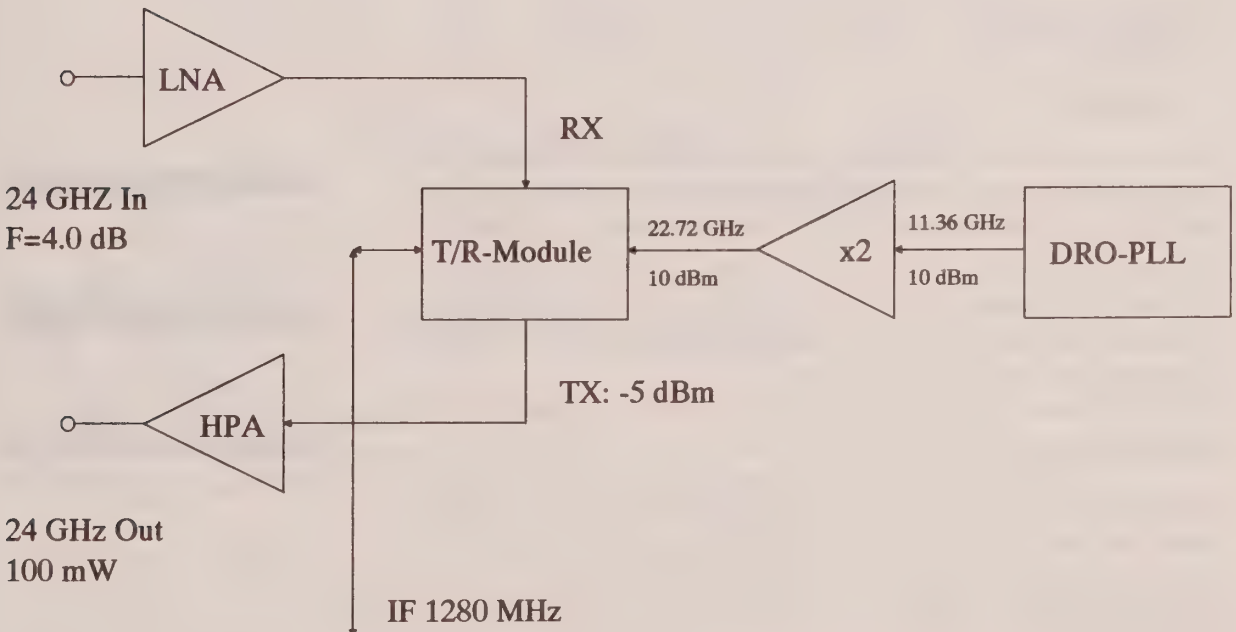
be matched! As a last step the IF-port can be tuned to minimum VSWR.

# 24 GHz Transverter with HEMT's

Toshihiko Takamizawa, JE1AAH  
Parktown 21-502 946-16  
Kitahassaku-cho Midori-ku  
Yokohama 226, Japan

## (Part I)

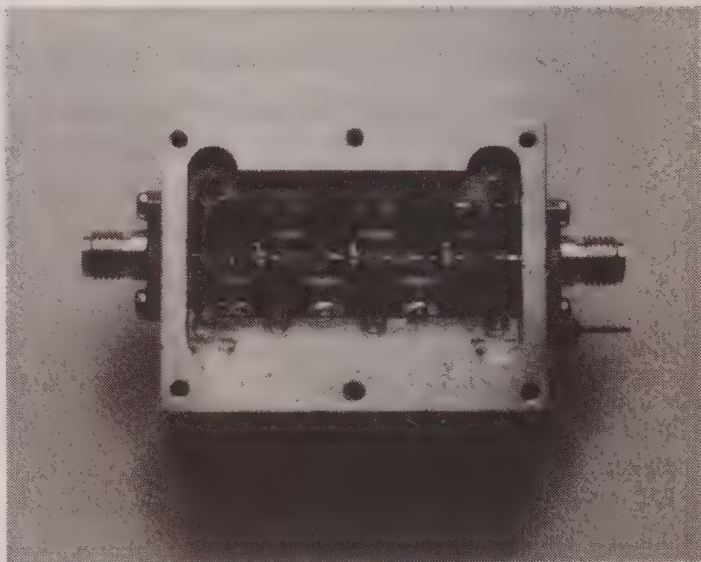
**Abstract:** Trying to provide a professional design a 24 GHz Transverter has been developed, which consists of separate modules of LNA; HPA, T/R-Module, LO-Doubler and DRO-PLL-LO. It delivers 100 mW output and has a noise figure of less than 5 dB. The key features are 50 $\Omega$  interfaces between the modules, use of HEMT's for best noise figure and gain performance and high power output by utilizing Power-GaAs-FET's. Each single module is enclosed in a machined aluminium box and can be individually tuned and measured. All necessary filters are of the stripline variety avoiding any mechanical work. PCB's are not fabricated by chemical etching but can be cut directly on the teflon substrate with a small knife.



Bild/Figure 1: Block Diagram of 24 GHz Transverter

The overall design is patterned after my 5.7 and 10 GHz transverter design, which has been described before.

**Kurzfassung:** Nachdem ich meinen 5,7/10GHz Doppeltransverter fertiggestellt hatte, wollte ich auch einen 24 GHz Transverter mit modernen GaAs-FET's, d.h. HEMT's und Power-GaAs-FET's entwickeln, da diese Bauteile in Japan leicht verfügbar sind. Der Transverter hat 100 mW Ausgangsleistung und eine Rauschzahl von kleiner 5 dB. In der Philosophie folgt das Design seinen Vorgängern. Das bedeutet zum einen konsequente 50Ω Koaxial/Modultechnik, wobei jedes Modul in einer eigenen, gefrästen Aluminium-Box eingebaut ist. Alle Boxen haben ein Standardformat. Die Modultechnik gestattet die Verifikation der Eigenschaften auf entsprechenden Meßeinrichtungen. Weiterhin werden HEMT's für niedriges Rauschen und hohe Verstärkung sowie Power-GaAs-FET's für zuverlässigen Linear-Betrieb auf 24 GHz eingesetzt. Es gibt keine mechanisch abstimmbaren Filter, sondern alle notwendigen Filter sind fest abgestimmt und als Micro-Stripline gefertigt. Dieses ist wegen der hohen ZF von 1,28 GHz möglich. Die Leiterplatten sind nicht geätzt, sondern mit einem Messer aus dem Teflon-Material geschnitten.



Bild/Figure 2: 24 GHz LNA

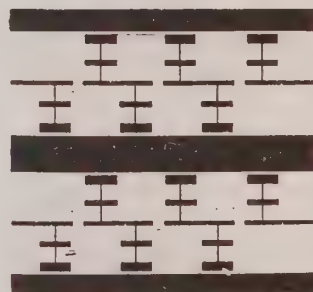
## 1. 24 GHz LNA

### 1.1 Design

The 24 GHz-LNA is a three stage circuit with FHX06LG HEMT's in all stages. Coupling is provided by quarterwave slits in the connecting 50Ω Microstriplines. Details for this method of coupling can be seen in Figure 6. The circuit diagram is shown in Figure 4. Tuning is provided after assembly and not in the design itself. DC-supply is provided by a LM317 regulator, which provides 3 V and a ICL7660 inverter for the negative gate voltage.

### 1.2 Construction

Etching of PCB<sup>1</sup> is performed by taping graphical tape onto the teflon board and cutting along the edges. Interstage coupling is provided by cutting a slit of 0.05 mm into the microstripline (Figure 6). A good measuring stereoscope<sup>2</sup> can be used for this purpose. Figure 6 shows



Bild/Figure 3: Artwork

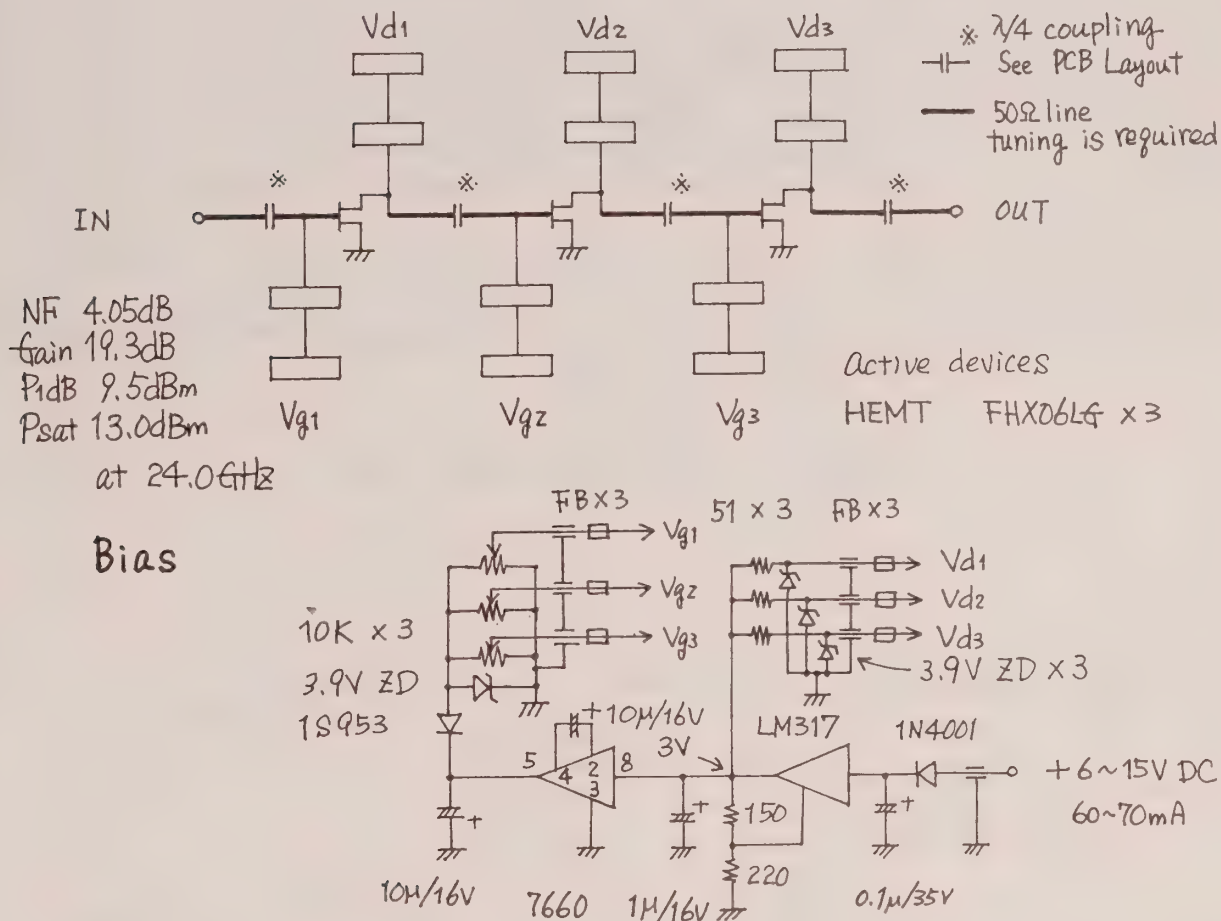
1 The teflon board is from ARLON Cu-Clad 250GT-0102-0505 with 0.25 mm Thickness and  $\epsilon_r = 2.5$

2 I got a high quality optical gauge from a friend working at IBM. It's used for controlling the accuracy of printers for the mainframes 3090 or 4381. I can measure down to 0.05 mm with this instrument. So, ask your friends, hi!



4-18-'91  
JE1AAH

## 24 GHz LNA



Bild/Figure 4: 24 GHz LNA Circuit Diagram

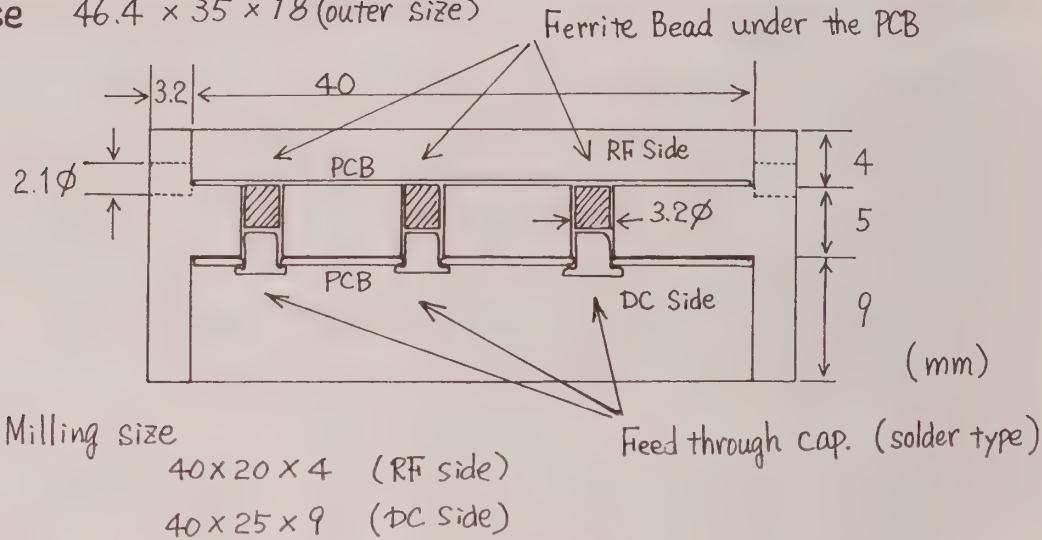
the artwork for the quarter wave bias chokes also. The completed PCB has to be mounted into the aluminium cabinet. This can be seen from Figure 5. The lines from the bias circuit PCB are running trough feed-through caps and ferrite beads. The standard aluminium case can be seen from Figure 9.

### 1.3 Results

The results are very encouraging and can compete with professional amplifiers made for this band. Voltages on the HEMT's are 2 - 2.4 V and currents are from 12 - 20 mA. Noise figure is 4.05 dB on 24 GHz and gain is 19.3 dB (Figure 7). There is room for improvement however as I have measured 10 dB gain on a single stage prototype amplifier. So my goal is to achieve 30 dB gain with a 3-stage amp.

Feed through 1nF

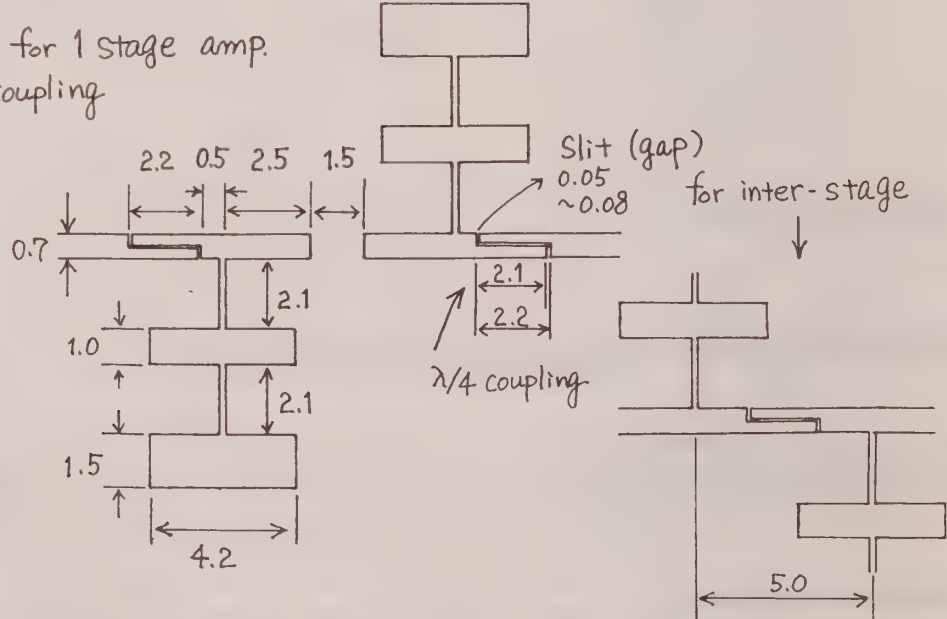
Case 46.4 x 35 x 18 (outer size)

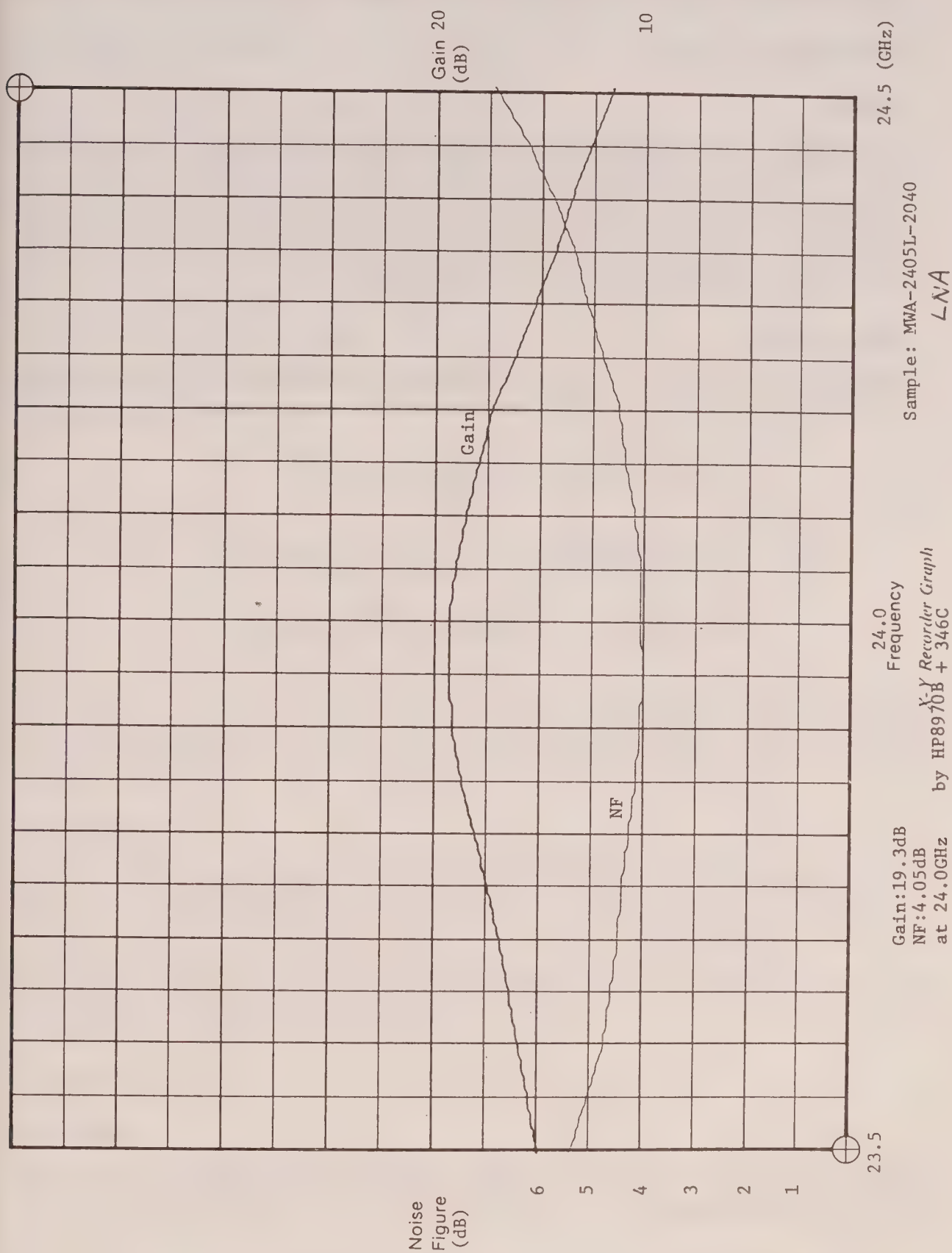


PCB dimension (mm)

Er 2.5  
t 0.25 mm

Basic unit for 1 stage amp.  
using  $\lambda/4$  coupling





Bild/Figure 7: 24 GHz LNA Gain&Noise Figure



## 1. 24 GHz RX-Verstärker

### 1.1 Design

Der 24 GHz RX-Verstärker (LNA) hat drei Stufen und ist mit dem HEMT FHX06LG bestückt. Dieser Low-Cost HEMT ist bis 18 GHz charakterisiert, arbeitet aber noch zufriedenstellend auf 24 GHz. Die Kopplung zwischen den Stufen wird mit Viertelwellen-Schlitten erreicht (Bild 6). Das Schaltbild für den LNA zeigt Bild 4. Im Design sind keine Stichleitungen zum Abstimmen vorgesehen. Das geschieht nach dem Aufbau mit 'Fähnchen'. Die Gleichspannungsversorgung besteht aus einem 3 V Regler mit dem LM317 und dem üblichen ICL7660 für die negative Vorspannung.

### 1.2 Konstruktion

Die Platine wird mit maßhaltigen Klebestreifen (z.B. Klebeband zur Erstellung von Layouts) beklebt und die Mikrostriplines mit dem Messer (Skalpell) ausgeschnitten. Bild 6 zeigt, wie man die Kopplungsschlitten

WILTRON 561 Scalar Network Analyzer

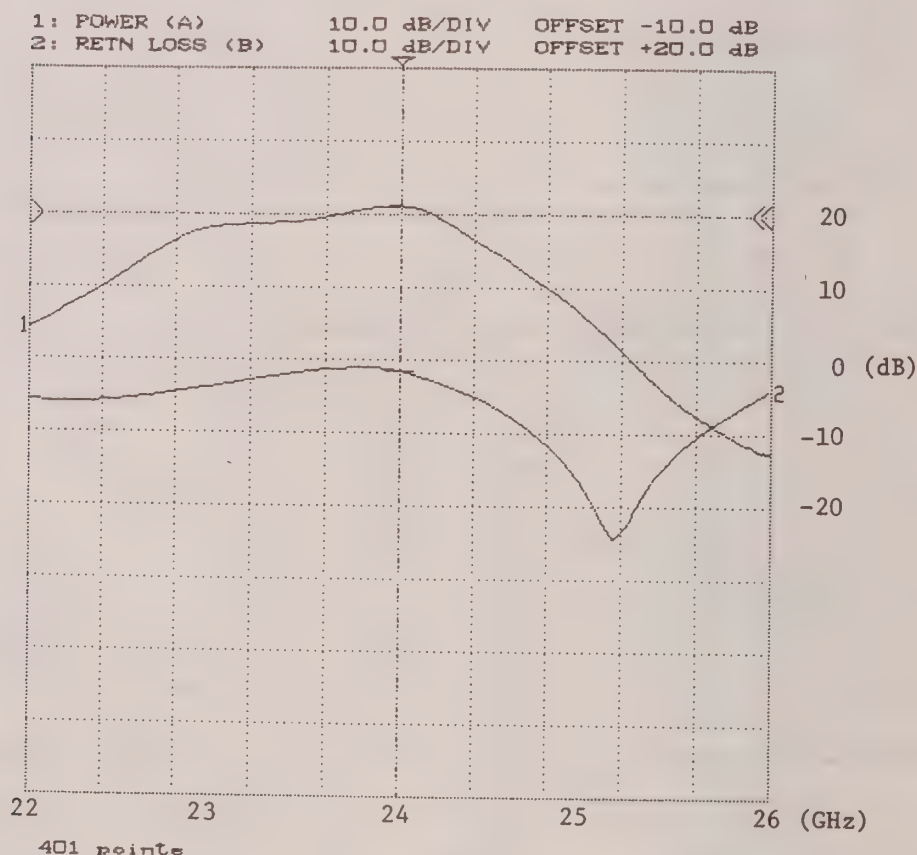
Identify :

Date : 03/31/91

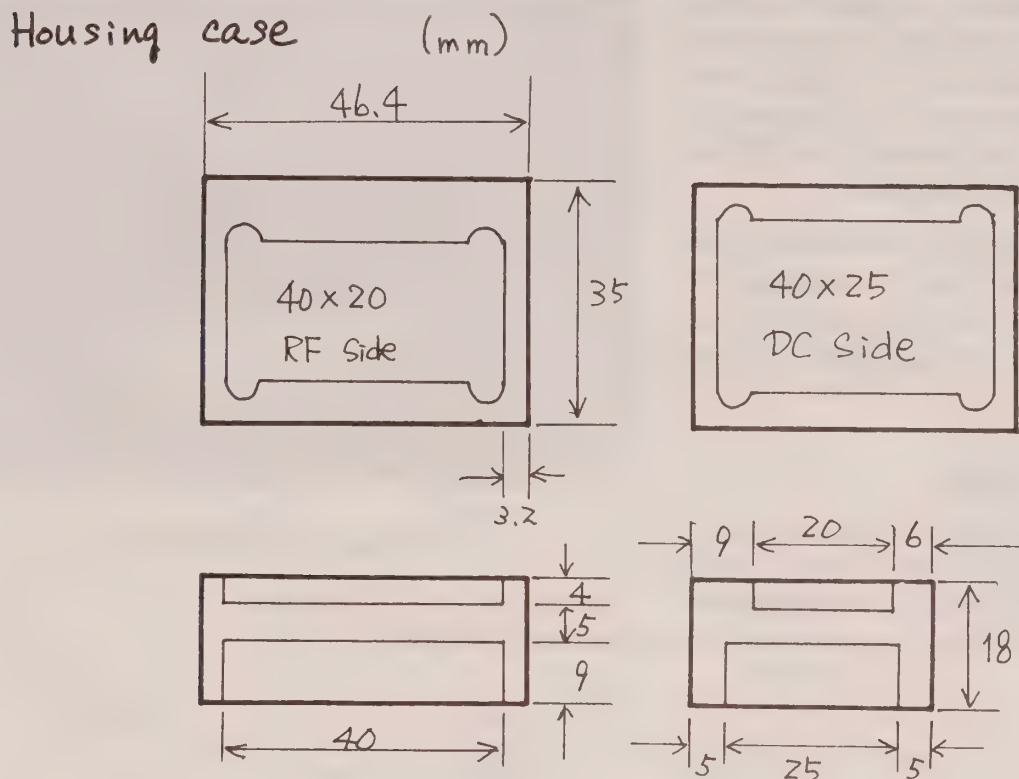
Test Device : 24G-3STG-AMP

MWA-2405-2040

3-stage using FHX06LG



Bild/Figure 8: 24 GHz LNA Gain&Return Loss



Bild/Figure 9: Standard Aluminium Box for Modules

ze in die Mikrostripline schneidet. Dazu ist ein Stereoskop<sup>1</sup> mit einer eingeblendeten Meßskala notwendig. Die fertige Leiterplatte<sup>2</sup> wird in das Alu-Gehäuse nach Bild 5 eingebaut. Die DC-Leitungen werden durch Durchführungs-Kondensatoren und Ferritperlen geführt. Die Abmessungen der Standard-Alu-Box sind aus Bild 9 zu entnehmen.

### 1.3 Meßwerte

Die Meßwerte sind sehr ermutigend. Der Rauschfaktor beträgt 4,05 dB bei 19,3 dB Verstärkung. Das wurde mit einem HP8970B mit Mikrowellen-Vorsatz und einer HP346C Rauschquelle gemessen. Die Ströme in den HEMT's liegen zwischen 12 und 20 mA, während die Spannungen bei 2 bis 2,4 V liegen.

Es gibt sicherlich noch Verbesserungsmöglichkeiten. Insbesondere kann die Verstärkung noch höher sein, da ich in einem einstufigen Prototyp-Verstärker 10 dB Verstärkung bei einer ähnlichen Rauschzahl erreicht habe. Mein Ziel sind folglich 30 dB Verstärkung für den LNA.

## 2. 24 GHZ HPA

### 2.1 Design

The design of the HPA follows closely the design of the LNA. In fact the layout are the same except the interstage coupling. This is performed by small cap's instead. Circuit diagram is displayed in Figure 10.

<sup>1</sup> Ich besitze ein optisches Prüfinstrument, das für die Justage von Druckerköpfen bei IBM eingesetzt wird. Ich bekam es von einem Freund geschenkt und kann damit 0,05 mm auflösen.

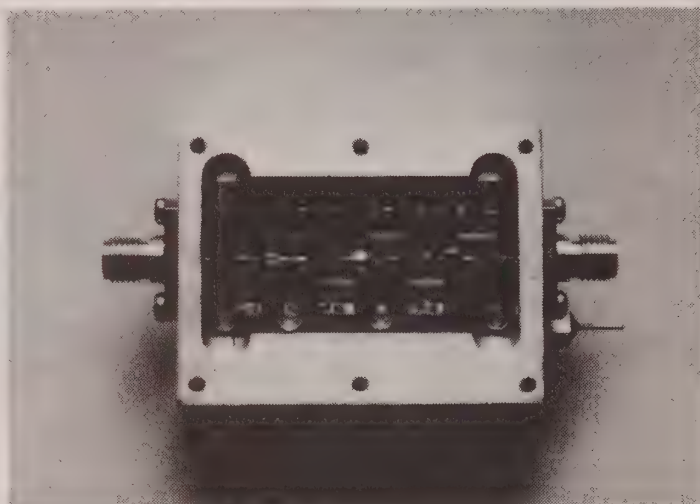
<sup>2</sup> Das Basismaterial ist ARLON Cu-Clad 250GT-0102-0505. Die Dicke beträgt 0,25 mm und das Er ist 2,5.

First stage works with a HEMT FHX06LG running at 3.6 Volts (Over ratings!) and 30 mA. Second stage is equipped with FLR014FH and runs at 10 Volts with 40 mA. Third stage utilizes FLR024FH and runs at 10 Volts and 50 mA.

Der FLR014 specified on 18 GHz with 6.5 dB gain and  $P_{1dB}$  of 19.5 dBm. The FLR024 provides 5.5 dB gain at  $P_{1dB}$  of 22.5 dBm. Both are MES-FET's, not HEMT's.

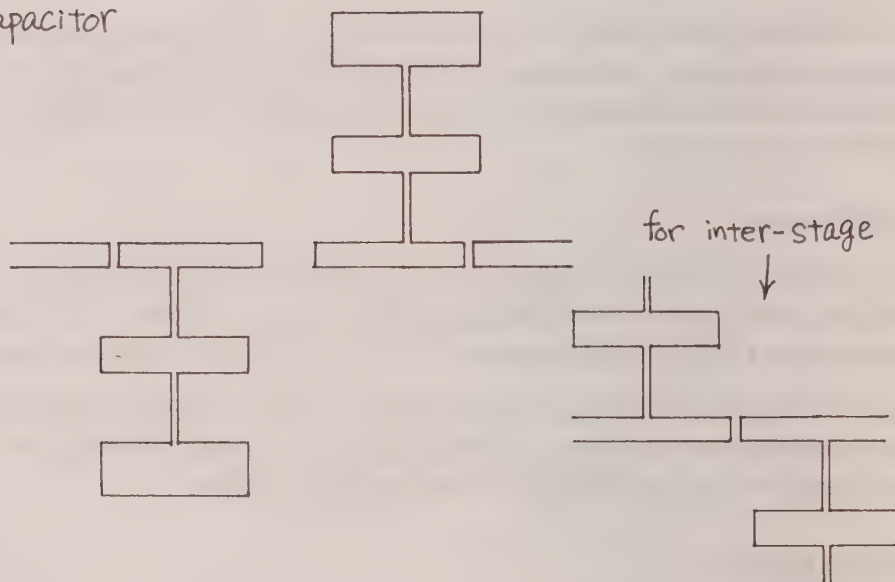
## 2.2 Construction

Construction also follows closely the LNA. Interstage coupling is provided by 0.75 pF chip C from Murata (GRM39/See Figure 11). It's size is 1.6 x 0.8 mm. Housing is alu-box of figure 10.



Bild/Figure 10: 24 GHz HPA

using chip capacitor



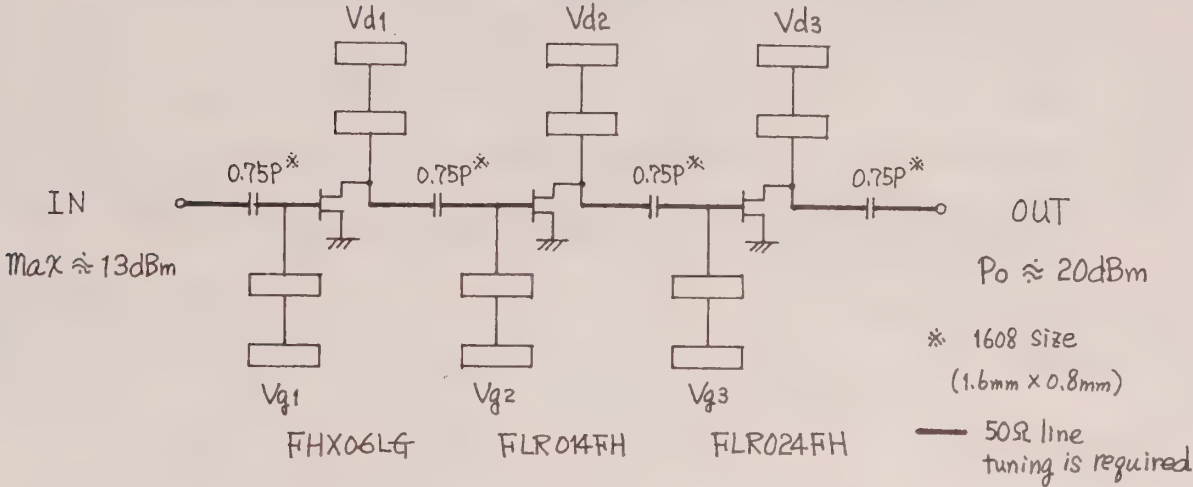
Standard PCB Size is 40 x 20 (mm) for 3stage amp. etc.

Bild/Figure 11: 24 GHz HPA: Interstage Coupling

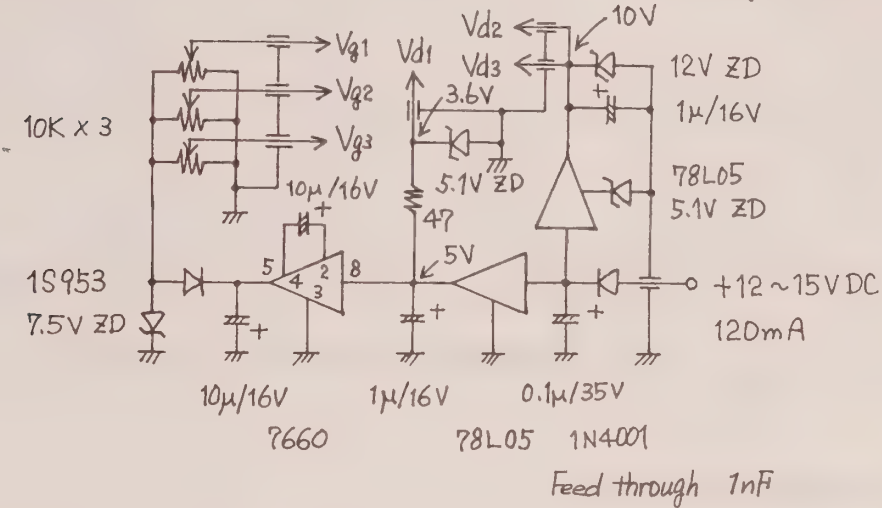


4-18-'91  
JE1AAH

# 24 GHz HPA



## Bias



|           |         |                                                |
|-----------|---------|------------------------------------------------|
| $P_{sat}$ | 20.0dBm | (Gain 18dB at this level)                      |
| $P_{1dB}$ | 17.0dBm |                                                |
| Gain      | 23.0dB  | (Small signal gain up to 16~17dBm $P_o$ level) |

Bild/Figure 12: 24 GHz HPA Circuit Diagram

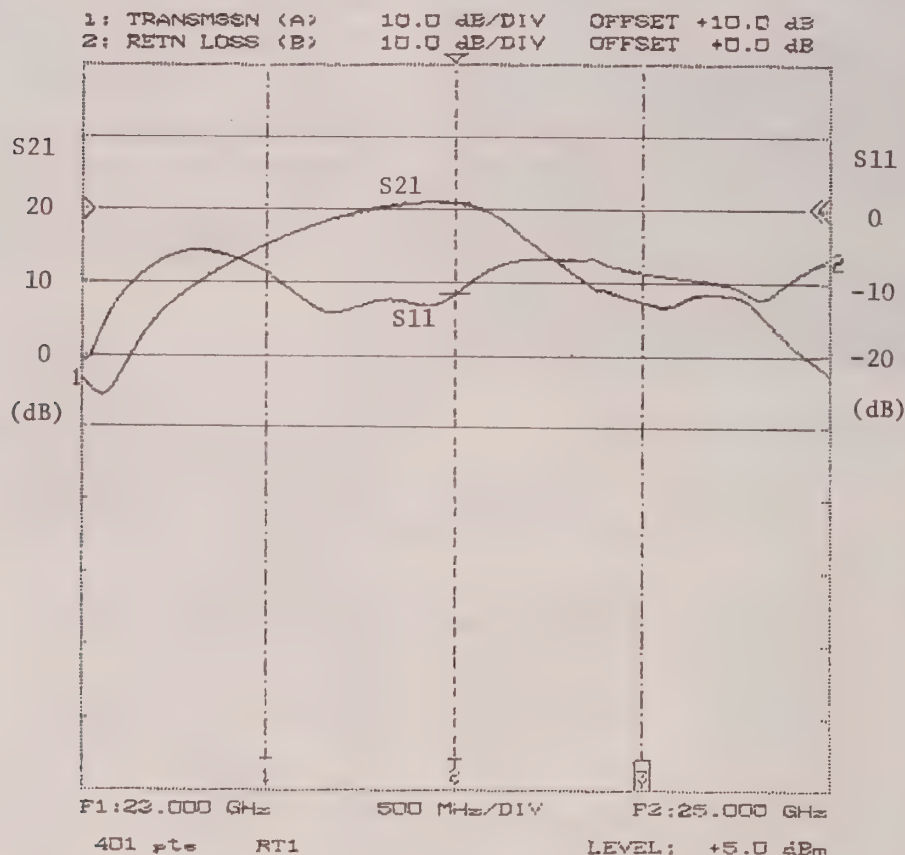
## 2.3 Results

Performance ist 22 dB gain at  $P_{1dB}$  of 17 dBm. Low level gain is 23 dB and at 20 dBm output gain drops to 18 dB. Gain and input return loss can be seen from Figure 12.

WILTRON 562 Scalar Network Analyzer

Identify :  
Test Device : MWA-2405H-20

Date : 05/12/91  
Source : 83508



Bild/Figure 13: 24 GHz HPA Gain & return Loss

## 2. Leistungsverstärker

### 2.1 Design

Das Design ist ähnlich dem LNA, aber die Stufen sind verschieden bestückt. Die erste Stufe läuft mit dem HEMT FHX06LG bei 3,6 V und 30 mA. Die zweite Stufe ist mit dem FLR014FH bestückt, der bei 10 V und 40 mA arbeitet. Die dritte Stufe arbeitet mit dem FLR024FH und wird mit 10 V und 50 mA betrieben.

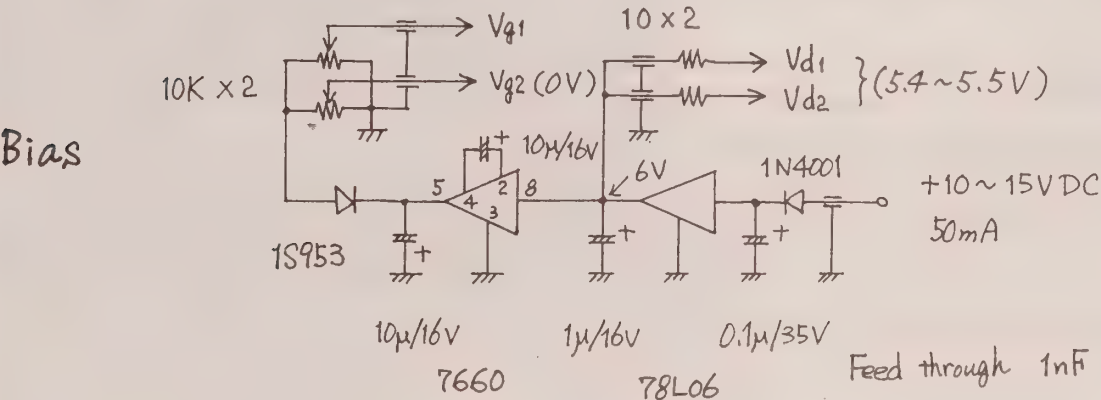
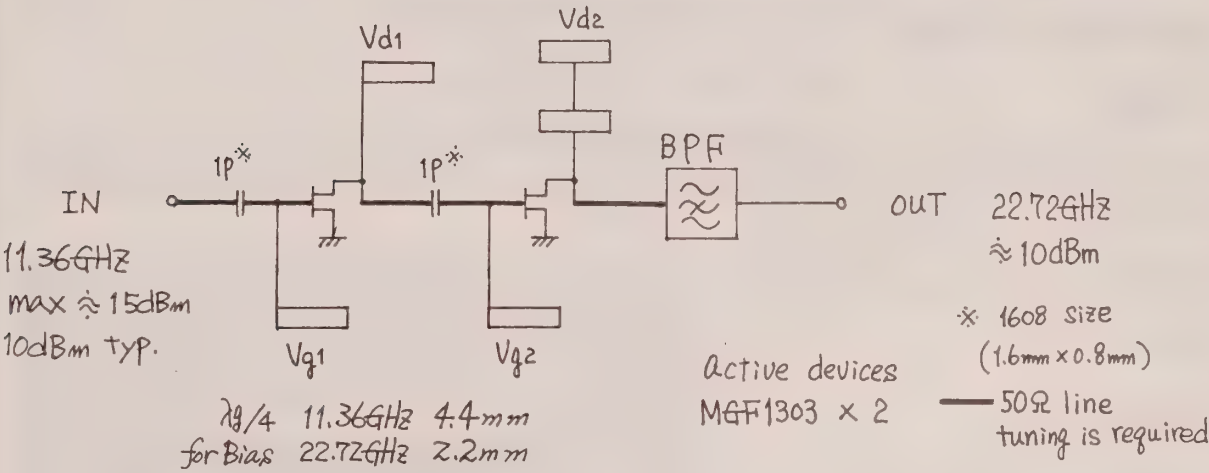
Der FLR014 ist bei 18 GHz mit 6,5 dB Verstärkung bei 19,5 dBm Ausgangsleistung spezifiziert. Der FLR024 ist bei 18 GHz mit 5,5 dB Verstärkung bei 22,5 dBm Ausgangsleistung angegeben.

### 2.2 Konstruktion

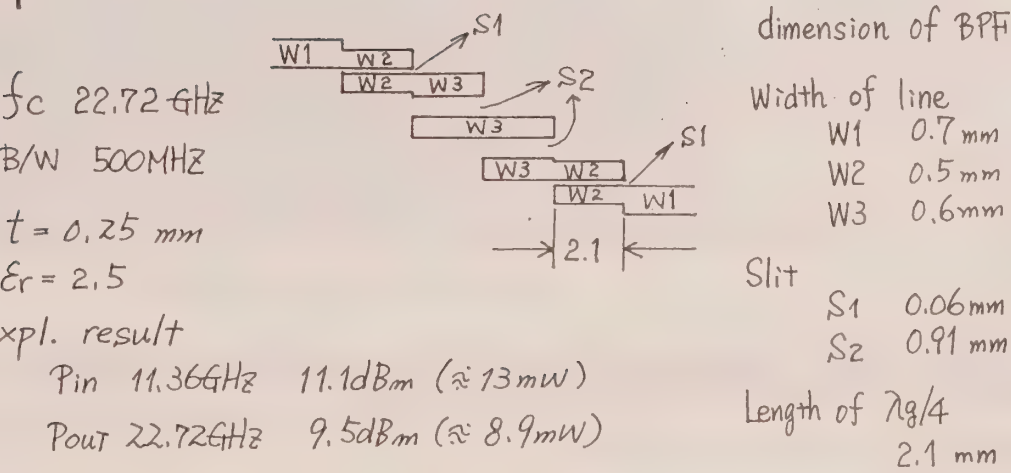
Die Konstruktion erfolgt wie beim LNA. Nur die Kopplung zwischen den Stufen wird mit 0,75 pF Chip-Kondensatoren (Murato GRM39/Bild 11) ausgeführt. Die Größe dieser Kondensatoren ist 1,6 x 0,8 mm.

4-18-'91  
JE1AAH

11.36GHz → 22.72GHz Multiplier Unit



BPF



\* Expl. result

|      |          |                           |
|------|----------|---------------------------|
| Pin  | 11.36GHz | 11.1dBm ( $\approx$ 13mW) |
| Pout | 22.72GHz | 9.5dBm ( $\approx$ 8.9mW) |

Bild/Figure 14: Circuit Diagram LO-Doubler



## 2.3 Meßwerte

Bild 12 zeigt die Verstärkung mit 23 dB im Kleinsignalbetrieb. Der 1 dB Kompressionspunkt wird bei 17 dBm erreicht. Bei 20 dBm Ausgangsleistung ist die Verstärkung nur noch 18 dB.

## 3. 11.4 GHz LO-Doubler

### 3.1 Design

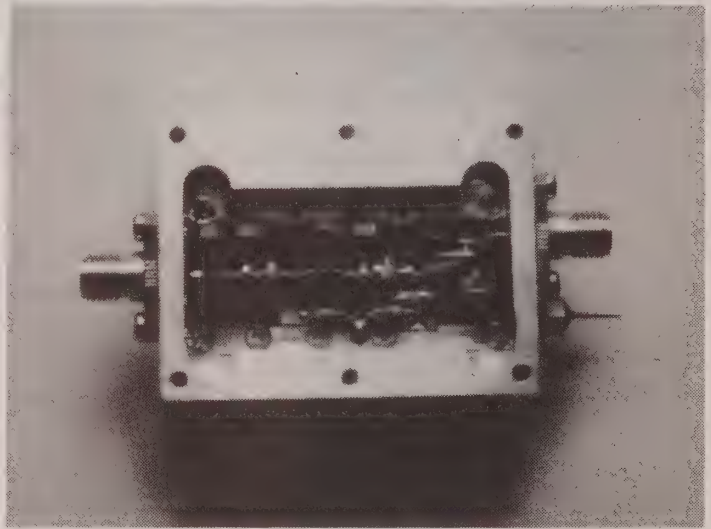
The LO-doubler provides two stages and a bandpass filter at the output (Figure 13). The stages are equipped with MGF1303. The bandpass filter is a 3-element side-couple filter with an insertion loss of 5 dB at a bandwidth of 500 MHz at a center frequency of 22.72 GHz. The same filter with different tuning is used on the T/R-module also.

### 3.2 Construction

Construction is with LNA and HPA: Cut and try.

### 3.3 Results

Output power is 10 dBm with 10 dBm input power. Gain is just 1. MGF's are running at 5.4V. Spurious level is about - 30 dB down.



Bild/Figure 15: LO-Doubler

## 3. 11,4 GHz Verdoppler

### 3.1 Design

Der Verdoppler von 11,36 GHz auf 22.72 GHz arbeitet mit 2 Stück MGF1303. Im Ausgang ist ein 3-Element Mikrostripline Bandfilter, das auf einer Mittenfrequenz von 22.72 eine Bandbreite von ca. 500 MHz und 5 dB Verlust hat. Das gleiche Filter wird auch im T/R-Modul für den RX und TX verwendet.

### 3.2 Konstruktion

Die Konstruktion ist wie üblich: Schneide und versuche es.

### 3.3 Meßwerte

Der Verdoppler hat 10 dBm Ausgangsleistung bei ebenfalls 10 dBm Eingangsleistung. Die MGF's werden mit 5.4 V betrieben. Die Nebenwellen sind mit ca. 30 dB unterdrückt.

The description will be continued in DUBUS 3/1991.

Die Beschreibung wird in DUBUS 3/1991 fortgesetzt.

# 24 GHz Transverter with HEMT's

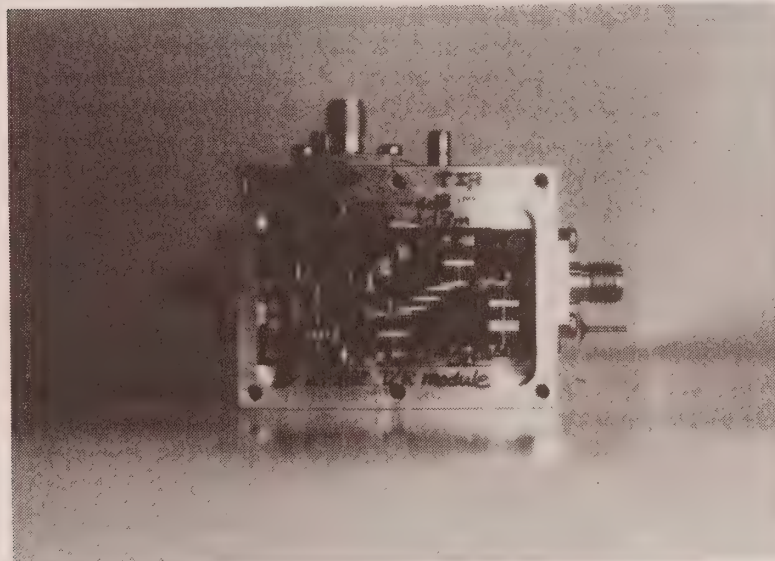
Toshihiko Takamizawa, JE1AAH  
Parktown 21-502 946-16  
Kitahassaku-cho Midori-ku  
Yokohama 226, Japan

(Part II)

## 1. 24 GHz T/R-Module

### 1.1 Design

The 24 GHz T/R-Module (Figure 1) uses active mixers for RX and TX with HEMT's, and a stripline bandpass filter for the TX-chain. Active mixers are preferred, because some trials with 1SS105 diode mixers indicated a conversion loss of 12 - 14 dB. The 24 GHz Bandpass filter is a 3 element side coupled filter on teflon board.. Figure 4 indicates a loss of 6 dB and a bandwidth of 500 MHz. This type of filter is integrated for the TX-chain and used in an extra cabinet for the RX-side. Details of the T/R-module circuit can be seen from Figure 2. The artwork is shown in Figure 5.



Bild/Figure 1: 24 GHz T/R-Module

### 1.2 Construction

Because of a misunderstanding of the editor\* the fabrication technique of the PCB should be clarified. In fact is an chemical etching process, but there is no photographic technique involved. Instead the pattern is directly taped to the board. This tape is available in sizes from 0.05 to 4

mm. As an example the construction of a  $\frac{1}{4}$  coupling slit is demonstrated in Figure 4. A knife is only used for error correction of inadequate etching time.

---

\* Sorry, I mixed the explanations of Toshi in the first part of the article. DJ9BV, Editor.

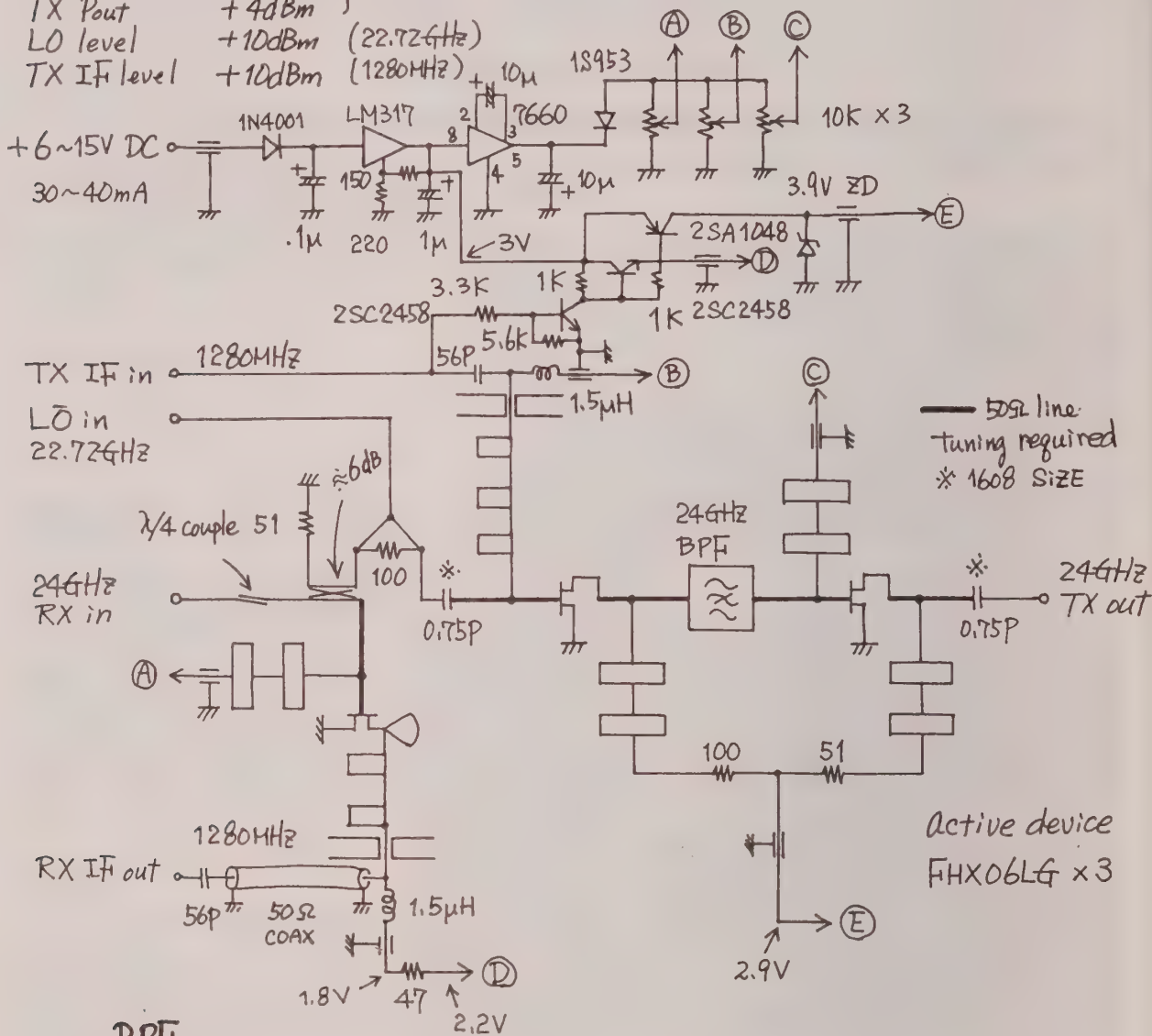
## 24 GHz T/R Module

RX conv. loss 4dB } at 24 MHz

TX Pout +4dBm

LO level +10dBm (22.72GHz)

TX IF level +10dBm (1280MHz) +



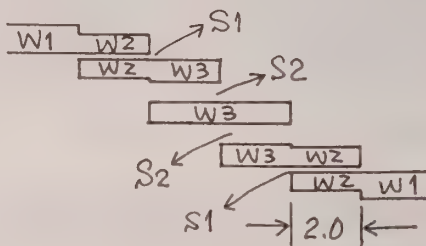
BPF

 $f_c = 24.0 \text{ GHz}$ 

B/W 500 MHz

 $\epsilon_r = 2.5$ 

$t = 0.25 \text{ mm}$



W1 0.7mm

W2 0.5mm

W3 0.6mm

$S_1$  0.06mm

$S_z$  0.8 mm

 $\lambda/4 = 2.0 \text{ mm}$ 

### Bild/Figure 2: 24 GHz T/R-Module Circuit Diagram



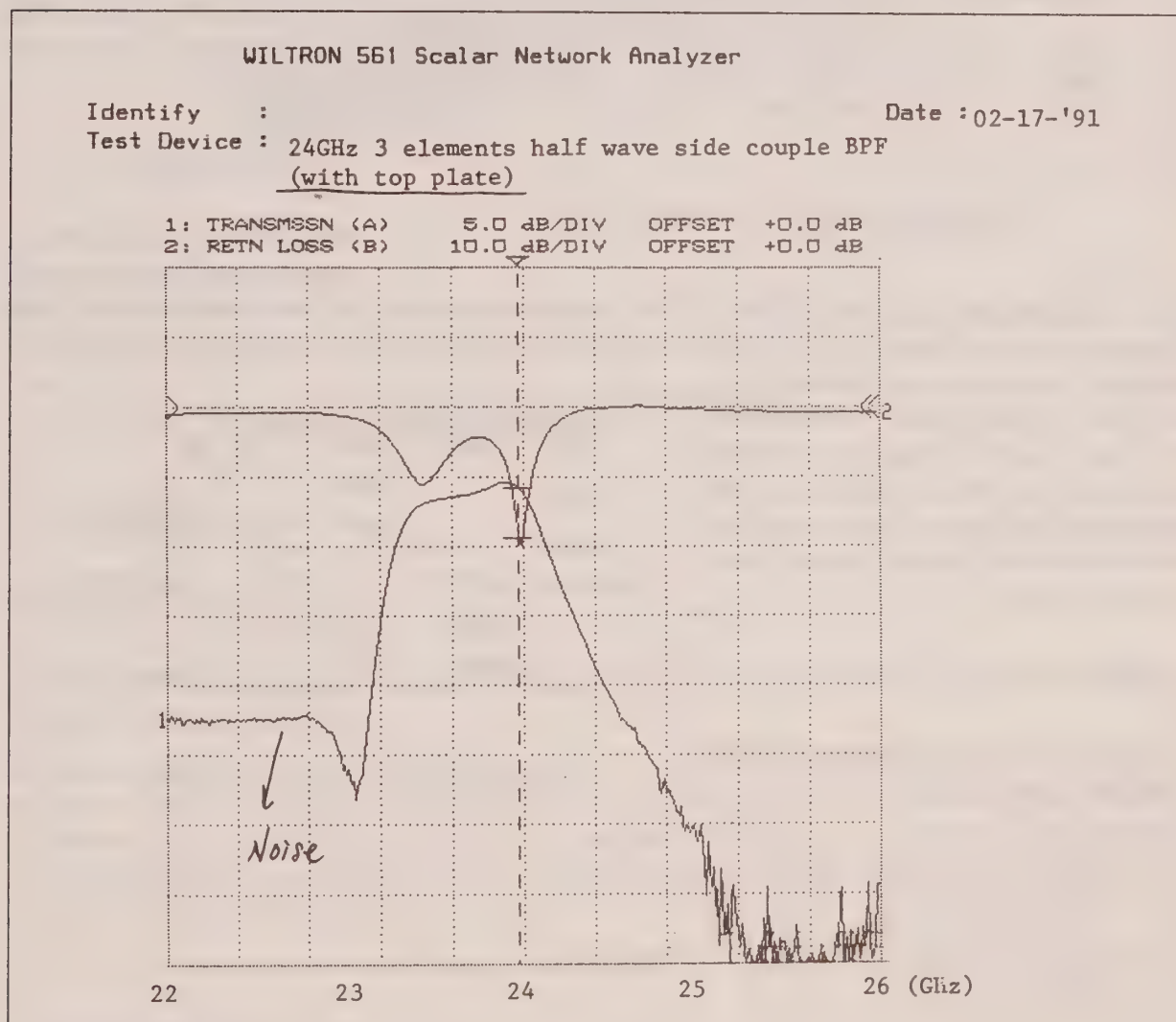
The cabinet of the T/R-module is a standard aluminium box Of 20 x 40 mm size, which seems rather small for such a complex circuit.

### 1.3 Results

Performance data on 24 GHz are as follows:

RX Conversion loss: 3.5 dB  
TX Output Power: 4.5 dBm  
LO Input Power: 10 dBm @ 22.72 GHz  
IF Input Power: 10 dBm @ 1280 MHz  
TX Spurious Level: < - 40 dBc

Figure 6 shows output spectrum of the 24 GHz transverter over the full range. It seems to be exceptionally clean for such a microwave circuit. Close in performance is shown in figure 7.



Bild/Figure 3: 24 GHz BPF Gain&Return Loss

# 1. 24 GHz T/R Modul

## 1.1 Design

Das T/R-Modul (Bild 1) benutzt aktive Mischer mit FHX06 HEMT's für den Sende- und Empfangszweig. Nach Versuchen mit Diodenmischern (1SS105), die eine Durchgangsdämpfung von 12 - 14 dB zeigten,

erwiesen sich die aktiven Mischer als problemloser. Das 24 GHz Bandfilter im Sende-zweig ist ein 3-poliges seitengekoppeltes Striplinefilter auf dem Teflonsubstrat. Bild 4 zeigt eine Durchgangsdämpfung von 6 dB bei einer Bandbreite von 500 MHz. Die Details der Schaltung sind in Bild 2 zu erkennen. Das Layout zeigt Bild 5.

How to make  $\lambda/4$  coupling slit

Spread main line

Cut and make 2.2mm gap

Spread one of coupling arm  
(2.1mm length)

Spread another arm

Make sure the slit is under 0.1mm

Pair of 2.2/2.1mm for 24GHz

Pair of 2.1/2.0mm for 22.72GHz

Bild/Figure 4: Etching Technique for Slits

Heft folgt noch mal eine kurze Darstellung des Herstellungsprozesses der gedruckten Schaltung. Die Schaltung wird mit 'Tapes' auf das Teflonboard aufgebracht und dann chemisch geätzt. Das ist für mich einfacher als ein photographisches Verfahren. Diese 'Tapes' gibt es in Breiten von 0.05 bis 4 mm. Als Beispiel wird in Bild 4 die Herstellung eines  $\lambda/4$  Kopplungsschlitzes gezeigt. Ein Skalpell wird nur zur Korrektur von Fehlern, die durch falsche Ätzeit entstehen, benutzt.

## 1.3 Meßwerte

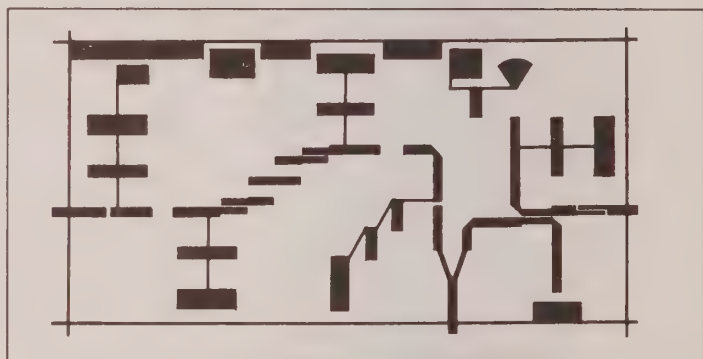
Die Meßwerte des T/R Moduls auf 24 GHz zeigt die folgende Tabelle:

|                      |           |              |
|----------------------|-----------|--------------|
| RX Mischdämpfung:    | 3.5 dB    |              |
| TX Ausgangsleistung: | 4.5 dBm   |              |
| LO Eingangsleistung: | 10 dBm    |              |
| ZF Eingangsleistung: | 10 dBm    | auf 1280 MHz |
| TX Nebenwellen:      | < -40 dBc |              |

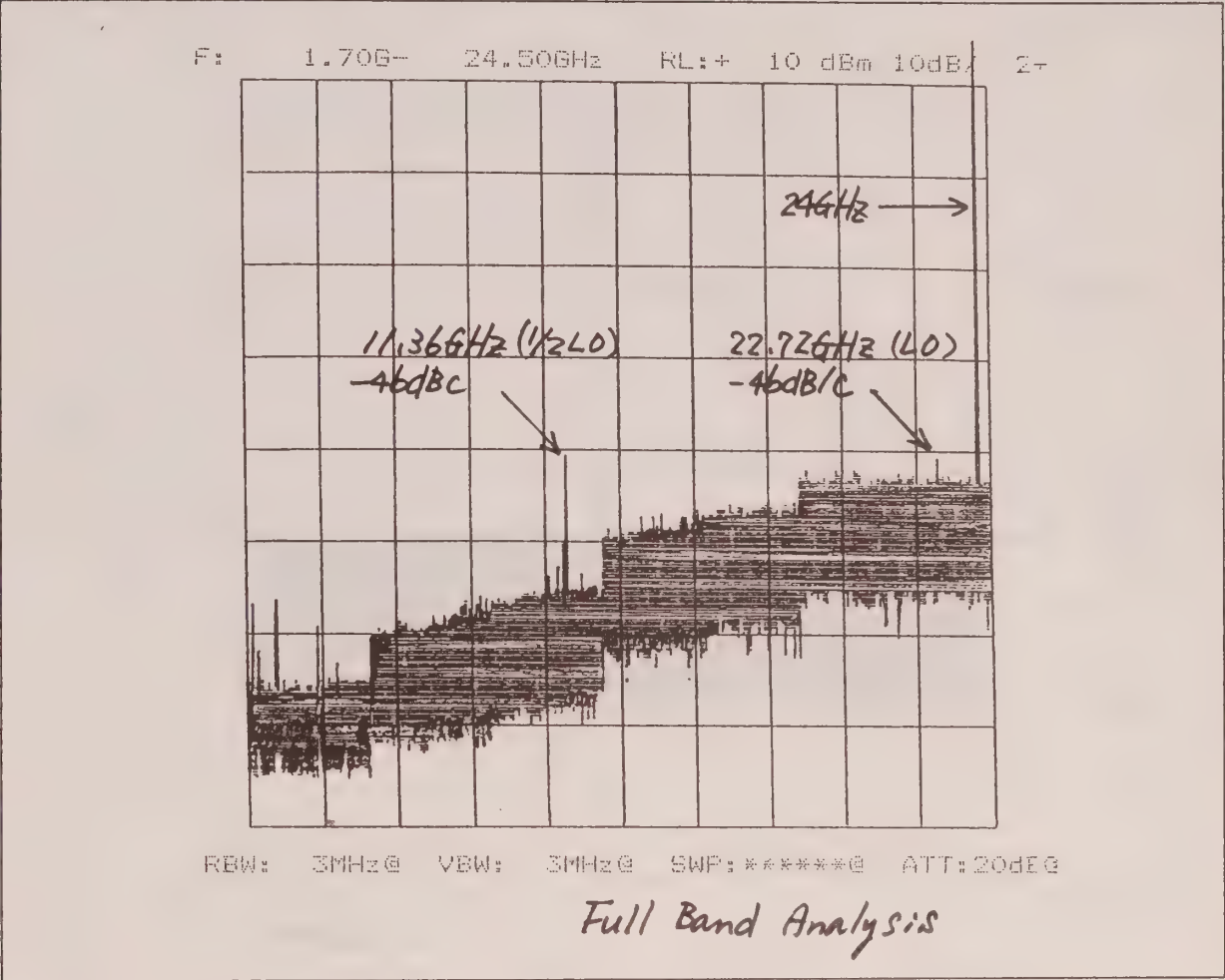
Das Ausgangsspektrum des Transverters zeigt Bild 6 über den vollen Bereich von 1,7 GHz bis 24,5 GHz. Die Nahbereichsnebenwellen zeigt Bild 7.

## 1.2 Konstruktion

Wegen einer mißverständlichen Beschreibung im letzten



Bild/Figure 5: T/R-Module Artwork



Bild/Figure 6: Output Spectrum

2. 11.36 GHz LO

2.1 Design

Because of availabiltiy problems the development of the 11.36 GHz PLL has been delayed. It will follow in Part III at the end of 1991.

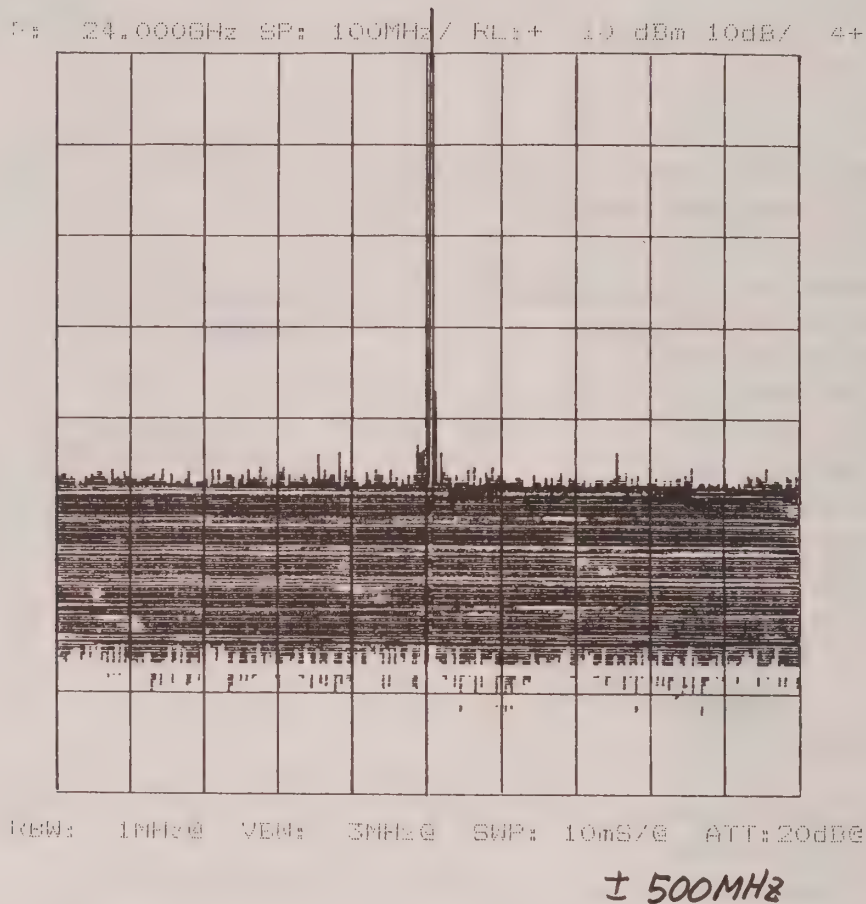
To have the transverter ready I decided to construct a x 10 multiplier for my 1136 MHz PLL-oscillator, which has been used successfullly in the 10 GHZ and 5.7 GHz transverters. The circuit diagram is shown in Figure 8. After a x 5 multiplier and a stripline bandpass an amplifier with a MGF1402 raises the level for the last doubler stage with a MGF 1403. Three bandpass-filters in microstripline technique are involved for maximum spectral purity and no tune operation.

The 5.76 GHz filters can be seen in Figure 9 and Figure 10. The 11.36 GHz filter is shown in Figure 111.

2.2 Construction

The module is shown in figure 12. PCB-Layout is shown in Figure 13.





Bild/Figure 7: Output Spectrum Close In +- 500 MHz

## 2.3 Results

Phase noise of the oscillator is not very good because of the high multiplication factor of 20. This suffices for NFBM but may be a bit noisy for SSB. Spurs on the output signal can be seen in Figure 14, which shows the 12.8 MHz sidebands of the basic PLL on 1136 MHz.

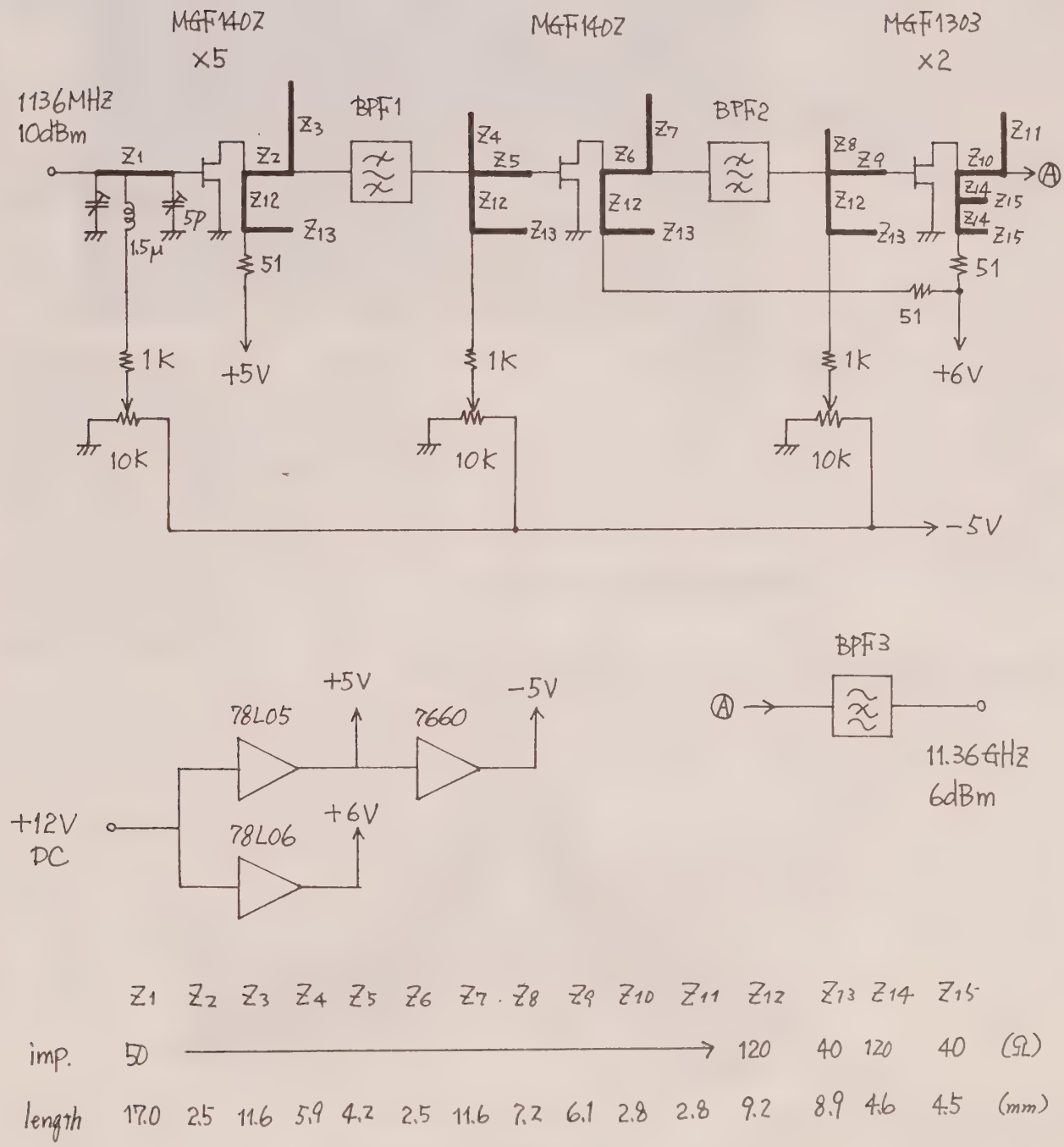
## 2. 11,36 GHz LO

### 2.1 Design

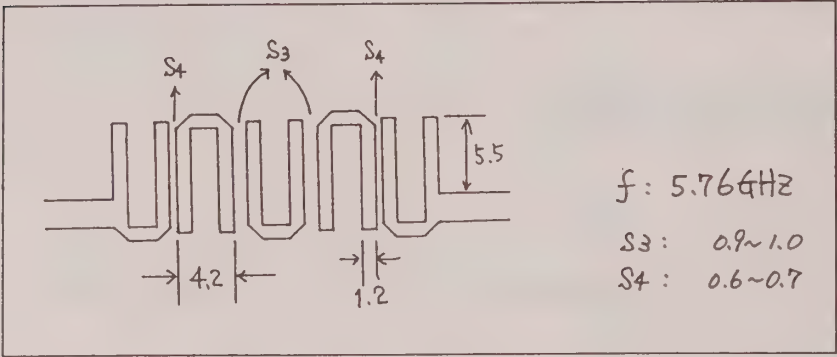
Da es Beschaffungsprobleme gab, wurde die Entwicklung des 11,36 GHz DRO-PLL's verzögert. Diese Beschreibung folgt in Teil III Ende 1991.

Um schon mal den Transverter betreiben zu können, habe ich einen Verzehnfacher konstruiert, der mit dem 1136 MHz PPL-Oszillator, wie er in meinem 10 GHz Transverter verwendet wird, ein 11,36 GHz Signal erzeugt. Das Schaltbild zeigt Bild 8. Nach einer Verfünffacher-Stufe folgen ein Microstripline-

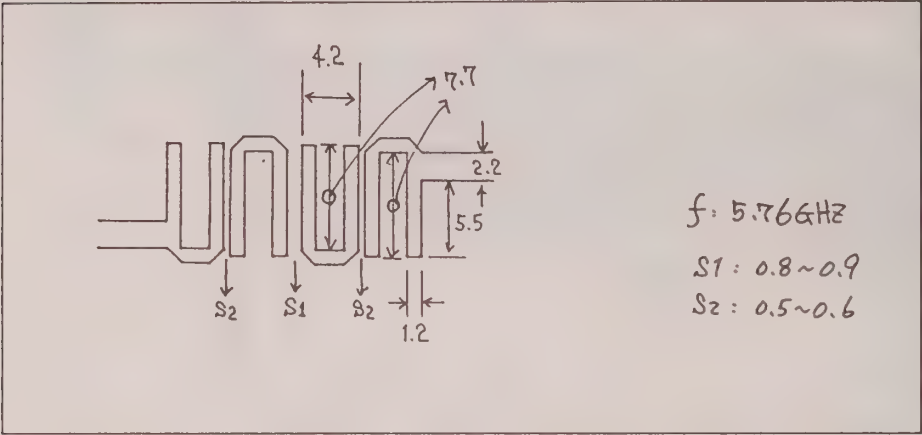
11.36GHz Multiplier



Bild/Figure 8: x10 Multiplier Circuit Diagram



Bild/Figure 9: 5.76 GHz Bandpass



Bild/Figure 10: 5.76 GHz Bandpass

Bandfilter, eine Linearstufe, wieder ein Filter und dann ein Verdoppler mit nschgeschaltetem Filter auf 11,36 GHz.

Der Aufbau der 5,76 GHz Filter wird in Bild 9 und 10 gezeigt. Das 11,36 GHz Filter zeigt Bild 11.

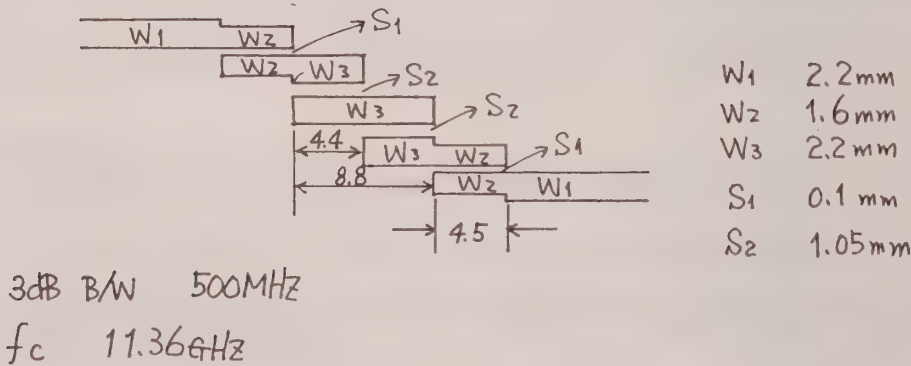
2.2 Konstruktion

Das fertige Modul im Aluminium-Gehäuse zeigt Bild 12.

2.3 Meßwerte

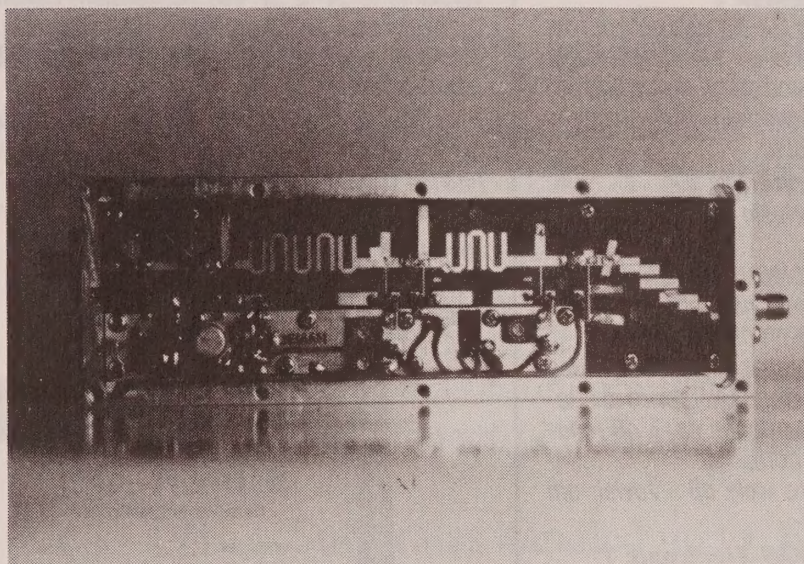
Da der Multiplikationsfaktor mit 20 sehr hoch liegt, wird das Phasenrauschen des 1136 MHz PLL's nochmal um mindestens 26 dB schlechter. Daher ist dieses LO-Signal eher für NFBM-Betrieb als für SSB-

Betrieb geeignet. Das Ausgangssignal auf 24 GHz zeigt Bild 13.



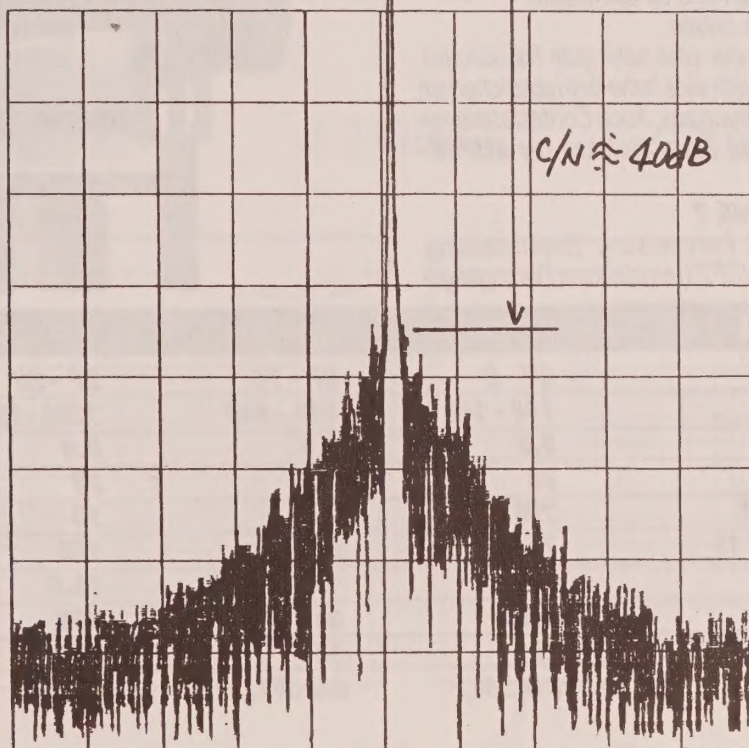
Bild/Figure 11: 11.36 GHz Bandpass





Bild/Figure 12: x10  
Multiplier

F: 24.000GHz SP: 50kHz/ RL: + 10 dBm 10dB/ 4+



RBW: 3kHz@ VBW: 10kHz@ SWP: 33ms/@ ATT: 20dB@

OUTPUT SPECTRUM on 24GHz

Bild/Figure 13: Output Phase Noise on 24 GHz



# SUPER-AMP Mastvorverstärker für 2-m, 70-cm und 23-cm

## ■ DX-Erfolge dem Zufall überlassen ?

Wenn es um die Aufnahme schwacher DX-Signale geht, ist der Vorverstärker der wichtigste Baustein in der Empfangsanlage. Unsere **SUPER-AMP** Vorverstärker sind zuverlässige und unentbehrliche Werkzeuge für den erfolgreichen UKW-Amateur. Der DX-Erfolg ist kalkulierbar geworden!

## ■ Warum überhaupt ein Vorverstärker ?

Addieren Sie die unvermeidlichen Verluste des Koaxkabels zu der Rauschzahl Ihres Transceivers.

Das Ergebnis ist oft überraschend schlecht: Bis zu 6 dB auf 2-m und 8 dB auf 70-cm sind durchaus „normal“.

Im 23-cm Band wird die 10 dB Marke oft überschritten.

Der Einsatz unserer Mastvorverstärker macht diese Rechnung überflüssig. Nach Einschalten des Vorverstärkers wird die Gesamt-Rauschzahl Ihrer Anlage schlagartig auf ca. 1 dB reduziert, eine Verbesserung die deutlich hörbar ist.

Der echte Signal-Gewinn beträgt also viele dB - zuviel, um darauf zu verzichten!

## ■ Warum ein SUPER-AMP von SSB-Electronic ?

Unsere langjährige Erfahrung in Konstruktion und Aufbau von Mastvorverstärkern stand Pate bei der Konzeption der **SUPER-AMP** Serie.

Modernste Meßgeräte und verbesserte Meßverfahren standen zur Verfügung um zu entwickeln und zu optimieren.

Das Ergebnis kann sich sehen lassen:

Die Verstärker besitzen nicht nur eine sehr gute Rauschzahl, sondern zeichnen sich auch durch eine hohe Betriebssicherheit und eine problemlose Handhabung aus. Auch Conteststationen vertrauen auf die Leistung und Zuverlässigkeit der **SUPER-AMP** Verstärker!

## ■ Noch Fragen zur Technik ?

GaAsFets, Koaxrelais, HFVOX, Fernspeisung, Direktspeisung, N-Buchsen, Teflon-Leiterplatte(SP23) einstellbare Durchgangs-

verstärkung (SP-2, SP-70), flankensteile Bandfilter, 2-schalige Gehäusekonstruktion, Edelstahlschrauben usw. sind nur einige markante Stichworte, um die Technik der **SUPER-AMP** zu beschreiben.

Ausführliche Informationen über diese Geräte senden wir Ihnen gerne kostenlos zu – oder bestellen Sie einfach unseren umfangreichen Gesamt-Katalog : **Componenten & Systeme**, den Sie durch Einsendung von DM 5.- in Briefmarken erhalten.

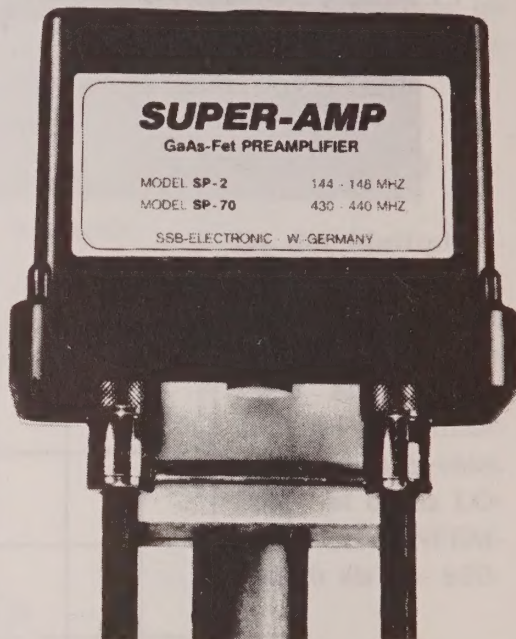
Leistungsfähige Fernspeiseweichen mit elektronischer Verzögerung für PA's:

**DCW 15 B** für 2-m, 70-cm

**DM 158,-**

**DCW 15-SHF** für 23 u. 13 cm

**DM 194,-**



## Technische Daten

|                           | SP - 2    | SP - 70   | SP - 23     |      |
|---------------------------|-----------|-----------|-------------|------|
| Frequenzbereich           | 144 - 146 | 430 - 440 | 1250 - 1300 | MHz  |
| Rauschzahl, typ.          | 0.8       | 0.9       | 0.9         | dB   |
| Verstärkung, typ.         | 20        | 20        | 20          | dB   |
| Schaltleistung, HF - VOX  | 200       | 100       | 10          | Watt |
| Schaltleistung mit DCW 15 | 750       | 500       | 100         | Watt |
| Betriebsspannung          | 13.8      | 13.8      | 13.8        | Volt |
| Stromaufnahme, ca.        | 350       | 350       | 400         | mA   |
| Mastdurchmesser, max.     | 58        | 58        | 58          | mm   |
| Preise                    | DM 364,-  | DM 364,-  | DM 549,-    |      |

**SSB** G  
M  
B  
H  
*Electronic*

Ingenieurbüro für Nachrichtentechnik

Pantermacherstr. 5

Tel. 0 23 71 / 64 54

5860 Iserlohn

Fax 0 23 71 / 6 75 93



# COMPACT SOFTWARE

A TRADITION OF ACCURACY

Critical subsystems, frontends, highpower amplifiers.

If this is your job, you need top performance with the first design.  
There is only one choice: **COMPACT SOFTWARE**

You get:



Accurate noise analysis.



Most accurate simulation for discontinuities using spectral domain techniques.



Substrates handled up to  $\epsilon_r = 128$ .



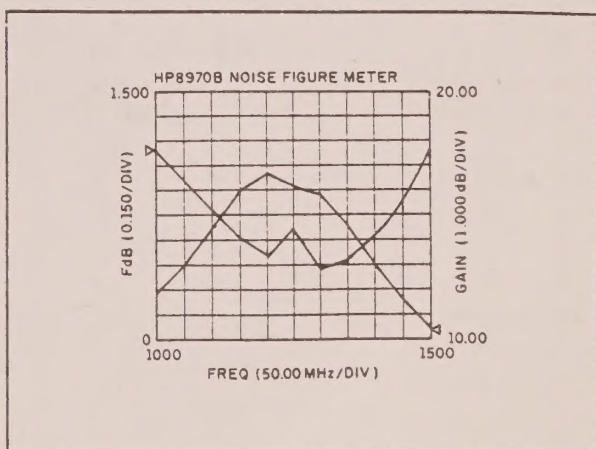
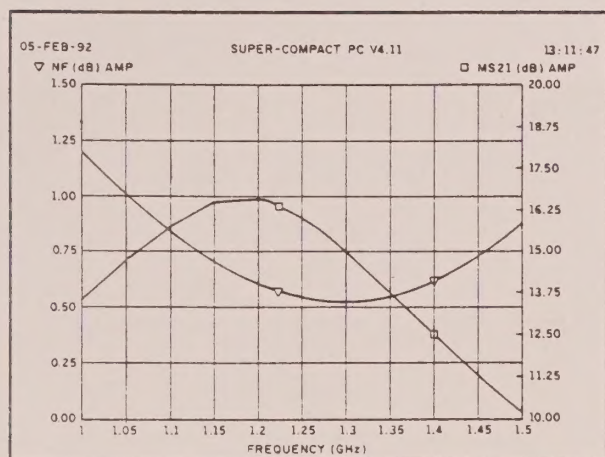
Linear and nonlinear analysis and optimization on all platforms.

Example:

LNA

1.3 GHz

F~0.5 dB



For further Information call:

EUROPE

OTHER COUNTRIES

TECHNICAL SOFTWARE SERVICE

W-7912 Weißenhorn

GERMANY

Tel. +49-7309-5075

Fax. +49-07309-3275

COMPACT SOFTWARE, Inc.

Paterson, NJ 07504

USA

Tel. +1-201-881-1200

Fax. +1-201-881-8361



